

Grado en Ingeniería de Sistemas de Comunicaciones
Curso académico (2017-2018)

Trabajo Fin de Grado

“Estudio de Antenas Basadas en Stubs Transversales Continuos con Alimentación Serie”

Guillermo Lanillos Carrasco

Tutor

José Luis Vázquez Roy

Leganés, Septiembre 2018



[Incluir en el caso del interés en su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**

RESUMEN

Este estudio trató de demostrar la viabilidad de una antena original basada en la tecnología CTS o *Continuous Transverse Stub*, cuya traducción es Sintonizador Transversal Continuo, aunque mantendremos el término inglés *stub* debido a su amplio uso. Esta tecnología, utiliza la guía de ondas de placas paralelas y está en la vanguardia de las comunicaciones por microondas, en concreto, por satélite. El diseño fue especificado para su funcionamiento en la parte baja de la banda K, con una radiación *broadside* y muy directiva.

Para cumplir ese objetivo se utilizó una herramienta de simulación electromagnética de onda completa que permitiera el análisis de la adaptación de impedancia de la antena, directividad, eficiencia de radiación, ancho de banda o niveles de lóbulos secundarios, entre otros.

Se realizaron dos estudios diferentes en base a dos posibles soluciones al mismo problema planteado. En ambos casos, se trató de reducir la longitud de onda en el interior de la guía principal en al menos un 20 % de la longitud de onda en el espacio libre, con el fin de conseguir una estructura de onda lenta. Para la primera solución se empleó una sucesión de cargas metálicas periódicas y transversales en el interior de la guía de placas paralelas. Para la segunda opción se decidió rellenar el interior de la guía con una lámina de dieléctrico de teflón.

Después, se procedió al estudio de mecanismo de excitación que permitiera transformar la energía desde una sonda coaxial de 50Ω hasta la entrada del array, que debe tener un frente de onda plano. Se diseñó para ello, un mecanismo de excitación tipo serie mediante la utilización de un reflector parabólico, en una configuración *pillbox*, que cumpliera las características necesarias.

Como resultado de la optimización de la antena, se obtuvo una antena directiva, radiante en la dirección *broadside*, con un ancho de banda en adaptación de 10 dB de 800 MHz, con un ancho de haz principal de aproximadamente 7° en el plano-E y de entre $10-14^\circ$ en el plano-H.

Los resultados obtenidos prueban la valía del diseño planteado como primer estudio hacia el diseño de una alternativa viable y completamente desarrollada, que pudiera ser aplicada e introducida en un sistema de comunicaciones por satélite actual, o de próximas generaciones.

Palabras clave: Microondas, Antena, Tecnología CTS, Banda-Ancha.

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN.	1
1.1. Planteamiento del problema.	1
1.2. Estado del arte	4
1.3. Objetivo del estudio	7
1.3.1. Especificaciones de diseño	7
2. ELEMENTO CTS, TECNOLOGÍA CONTINUOUS TRANSVERSE STUB. . .	9
2.1. Introducción teórica	9
2.1.1. Funcionamiento electromagnético	12
3. COMPARACIÓN ENTRE STUB TRANSVERSAL CONTINUO Y RANURA TRANSVERSAL CONTINUA ELEVADA	14
3.1. Comparación entre ranura y stub	14
3.1.1. Comparación de reflexión y de adaptación de impedancia	15
3.1.2. Estudio del diagrama de radiación	17
3.2. Comparación entre ranura y stub (diseño para 20 GHz):	19
3.2.1. Comparación de reflexión y de adaptación de impedancia	21
3.2.2. Estudio del diagrama de radiación	22
3.2.3. Conclusiones previas.	22
4. ARRAY DE CUATRO ELEMENTOS CTS CON ESTRUCTURA DE ONDA LENTA.	24
4.1. Array de 4 elementos	24
4.1.1. Array con distancia $\lambda/2$ entre elementos	25
4.1.2. Array con distancia λ entre elementos	27
4.2. Array de 4 elementos con estructura de onda lenta	30
4.2.1. Diseño de las cargas periódicas	30
4.2.2. Array CTS de cargas periódicas	32
4.3. Adaptación de array CTS con cargas periódicas.	35
4.3.1. Adaptador tramo de línea más stub en serie	35
4.3.2. Doble adaptador tramo de línea más stub en serie	38
4.3.3. Triple adaptador tramo de línea más stub en serie.	40

4.4. Prestaciones de radiación del array de estructura de onda lenta con doble adaptador	41
5. ARRAY DE CUATRO ELEMENTOS CTS CON DIELECTRICO DE TEFLÓN	43
5.1. Diseño del elemento CTS con dieléctrico de teflón	43
5.1.1. Ampliación superficie de teflón	46
5.2. Diseño del array de 4 elementos con dieléctrico de teflón	48
5.2.1. Comparación con array de 4 elementos CTS con estructura de onda lenta .	49
6. ARRAY DE DIEZ ELEMENTOS CTS CON DIELECTRICO DE TEFLÓN. . .	52
6.1. Diseño del array de 10 elementos.	52
6.1.1. Entrada para adaptación	52
6.1.2. Cierre lateral de la guía con conductores.	54
6.1.3. Comparación de resultados de radiación entre diferentes frecuencias. . . .	56
7. MONTAJE FINAL DE ANTENA CTS DE ALIMENTACIÓN SERIE	58
7.1. Diseño del mecanismo de excitación para alimentación serie	58
7.2. Antena CTS broadside, con alimentación serie	61
8. INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES	66
8.1. Interpretación de resultados finales	66
8.2. Conclusiones	67
8.3. Futuras líneas de investigación	68
8.4. Marco regulador	69
8.5. Entorno socio-económico	69
8.5.1. Impacto socio-económico	69
8.5.2. Presupuesto	70
BIBLIOGRAFÍA	72

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Atenuación atmosférica media frente a la frecuencia (polarización horizontal).	3
1.2	El espectro electromagnético.	4
1.3	Antena parabólica para bandas K y Ka.	5
1.4	Prototipo de antena microondas con metamateriales.	6
1.5	Antena VICTS para comunicaciones de vehículos en movimiento.	6
1.6	Diferencia entre alimentación serie y paralelo	7
2.1	Elemento CTS y array de elementos CTS concatenados.	9
2.2	Guía de onda de placas paralelas y líneas de campo para distintos modos.	10
2.3	Configuraciones del elemento CTS	12
2.4	Presentación del elemento CTS	12
3.1	Condición de contorno PMC en los laterales de la guía.	14
3.2	Presentación de elementos.	15
3.3	Resultados de reflexión y adaptación de impedancia.	16
3.4	Diagramas de radiación de los elementos en el plano-E.	18
3.5	Presentación elementos diseñados para $f = 20$ GHz	20
3.6	Resultados reflexión e impedancia para $f = 20$ GHz	21
3.7	Diagramas de radiación de los elementos a 20 GHz, Plano-H.	22
4.1	Valor absoluto del campo magnético. Onda estacionaria.	25
4.2	Presentación del array de 4 elementos CTS.	25
4.3	Resultados de reflexión y adaptación de impedancia.	26
4.4	Resultados de propagación y radiación del array de 4 elementos a distancia $\lambda/2$	27
4.5	Presentación del array de 4 elementos CTS separados λ	28
4.6	Resultados de adaptación de impedancia con elementos a distancia λ	29
4.7	Resultados de propagación y radiación del array de 4 elementos a distancia $\lambda/2$	29

4.8	Dimensiones de las cargas periódicas.	31
4.9	Comparación de longitud de onda en la guía.	32
4.10	Array CTS de cargas periódicas.	32
4.11	Reflexión e impedancia del array con cargas.	33
4.12	Valor absoluto del campo magnético a lo largo de la guía.	33
4.13	Parámetros geométricos más importantes del array.	34
4.14	Adaptador tramo de línea más stub en serie.	35
4.15	Adaptación de la parte real.	35
4.16	Corte con la circunferencia exterior.	36
4.17	Adaptación conseguida con el adaptador.	37
4.18	Coeficiente de reflexión después de adaptar.	37
4.19	Frecuencia de mínimo valor del coeficiente de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB.	38
4.20	Array con cargas adaptado.	38
4.21	Doble adaptador tramo de línea más stub en serie.	38
4.22	Array con cargas con doble adaptador.	39
4.23	Frecuencia de mínimo valor del coeficiente de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB.	40
4.24	Array con cargas con triple adaptador.	40
4.25	Reflexión e impedancia del array con cargas con triple adaptador.	41
4.26	Resultados de radiación del array con cargas con doble adaptador.	41
5.1	Dimensiones del final de la guía.	44
5.2	Presentación del elemento CTS con dieléctrico teflón.	44
5.3	Valor absoluto del campo magnético en el interior de la guía.	45
5.4	Resultados de reflexión e impedancia, elemento CTS con dieléctrico teflón.	45
5.5	Resultados de radiación, elemento CTS con dieléctrico teflón.	45
5.6	Elemento CTS con dieléctrico teflón y ampliación de laterales.	46
5.7	Ampliación lateral de la lámina de teflón y cierre de CTS.	47
5.8	Resultados de reflexión e impedancia, Elemento CTS con dieléctrico te- flón y ampliación lateral.	47
5.9	Array de 4 elementos CTS con dieléctrico teflón.	48

5.10	Resultados de reflexión. Array CTS de 4 elementos con dieléctrico teflón.	48
5.11	Resultados de radiación. Array CTS de 4 elementos con dieléctrico teflón.	49
6.1	Presentación del array de 10 elementos	52
6.2	Resultados de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB con entrada 1 mm.	53
6.3	Dimensiones de la entrada adaptadora.	53
6.4	Resultados de adaptación del array de 10 elementos, con entrada de 1.5 mm.	54
6.5	Array resultante después de añadirle los cierres laterales.	55
6.6	Resultados de adaptación y ancho de banda del array.	55
6.7	Representación de las nuevas dimensiones.	56
6.8	Comparación del diagrama de radiación a diferentes frecuencias en el plano-E.	56
6.9	Comparación del diagrama de radiación a diferentes frecuencias en el plano-H.	57
7.1	Ejemplo de antena pillbox.	58
7.2	Representación de una parábola.	59
7.3	Presentación del mecanismo de excitación coaxial-parabólico.	59
7.4	Resultados de adaptación y frente de onda.	60
7.5	Dimensiones del mecanismo de excitación parabólico.	60
7.6	Presentación de la antena CTS broadside.	62
7.7	Dimensiones de la antena CTS broadside.	62
7.8	Resultados de adaptación de la antena.	63
7.9	Comparativa de propagación por la antena de los valores absolutos del campo eléctrico y magnético.	63
7.10	Diagramas de radiación en el plano longitudinal-vertical(Plano-E).	64
7.11	Diagramas de radiación en el plano transversal-vertical(Plano-H).	64
7.12	Radiación en 3D.	65

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Dimensiones ranura y stub	15
3.2	Resultados de radiación con el stub	19
3.3	Resultados de radiación con la ranura	19
3.4	Dimensiones elementos stub y ranura para 20 GHz	20
3.5	Resultados de radiación a 20 GHz con los elementos	22
4.1	Dimensiones array de 4 elementos CTS	26
4.2	Dimensiones array de 4 elementos CTS separados λ	28
4.3	Resultados de radiación del array con los elementos separados λ	30
4.4	Dimensiones de las cargas periódicas	31
4.5	Dimensiones del array con cargas periódicas	34
4.6	Dimensiones del adaptador	36
4.7	Dimensiones del adaptador	39
4.8	Resultados de radiación del array de estructura de onda lenta con doble adaptador	42
5.1	Dimensiones ranura y stub	44
5.2	Resultados de radiación. Elemento CTS con dieléctrico teflón	46
5.3	Ampliación lateral de la guía	46
5.4	Comparación de resultados con array de cargas periódicas	49
6.1	Dimensiones de la entrada para adaptación	54
6.2	Dimensiones del cierre lateral	55
7.1	Dimensiones del mecanismo de excitación parabólico	61
7.2	Resultados de radiación en el plano longitudinal-vertical(Plano-E)	65
7.3	Resultados de radiación en el plano transversal-vertical (Plano-H)	65
8.1	Costes de equipos y licencias	70
8.2	Costes de personal	71

1. INTRODUCCIÓN

El campo del diseño de la ingeniería de microondas nació hace más de cien años. En el periodo de 1887-1991, Heinrich Hertz, llevó a cabo una serie de experimentos que validaron totalmente la teoría de ondas electromagnéticas de James Clerk Maxwell (1873), comenzando con el desarrollo de las tecnologías de comunicaciones radio. Debido a la falta de fuentes emisoras fiables y otros componentes de microondas, a comienzo de 1900 los desarrollos en el campo de la tecnología radio fueron diseñados para las bandas HF *High Frequency*, Frecuencia Alta y VHF *Very High Frequency*, Frecuencia Muy Alta. No fue hasta la década de 1940, con el desarrollo de la tecnología de radar en el periodo de la Segunda Guerra Mundial, cuando se empezó a mostrar interés en el campo de la teoría y tecnología de microondas.

Los sistemas de comunicaciones que utilizan la tecnología de microondas empezaron a desarrollarse poco después de la invención del radar, divergiendo en direcciones de trabajo totalmente alejadas a las de éste invento.

Las ventajas que ofrecen los sistemas de microondas incluyen anchos de banda elevados y propagación en línea de visión. Han demostrado ser fundamentales para los sistemas de comunicaciones terrestres y satelitales [1].

1.1. Planteamiento del problema

Hoy en día, los sistemas de microondas forman parte de una infinidad de aplicaciones y tecnologías diferentes que van desde servicios de pequeñas dimensiones, como los *indoor* o de interiores, hasta enlaces que cubren grandes distancias como por ejemplo, radioenlaces que forman parte del *backbone* o red troncal de grandes sistemas de comunicaciones, o las comunicaciones por satélite.

Cada vez se necesita más capacidad de transmitir grandes cantidades de datos y una forma de conseguirlo, es a través de mayores anchos de banda que permitan canales de comunicaciones más rápidos a la hora de transmitir la información. Por ello, con el paso de los años, las comunicaciones en alta frecuencia son cada vez más explotadas por las industrias que se dedican a ofrecer algún tipo de servicio radio.

Existen antenas que se utilizan para transmitir en cualquier dirección y para que reciban la señal independientemente de donde ésta provenga. Esto se representa con una forma de radiación similar a una esfera, o un toroide casi esférico, este tipo de radiación se conoce como omnidireccional.

Sistemas que se benefician de este tipo de emisión y/o recepción son los dispositivos móviles, no solamente los teléfonos. En la mayoría de aplicaciones en las que un elemento móvil necesita ser provisto de cobertura electromagnética, la antena del dispositivo móvil

es de este tipo.

Por otro lado, existen otras tecnologías de radio que necesitan ser diseñadas para que sus antenas concentren la energía en una dirección. La señal se propaga a más distancia con la misma energía aplicada al emisor, pudiendo interpretar una señal recibida más lejana (mayor sensibilidad), en comparación con el tipo de recepción omnidireccional.

Un ejemplo de sistema en el que se utilizan este tipo de antenas son los radio enlaces entre estaciones base de sistemas de comunicaciones, en los que se decide montar su red troncal de forma inalámbrica en lugar de hacer grandes despliegues de cableado. Muchos servicios de comunicaciones por satélite también son característicos de este tipo de radiación.

Teniendo la motivación de la nueva generación de satélites LEO (*Low Earth Orbit* u Órbita Baja Terrestre) y MEO (*Medium Earth Orbit*, u Órbita Media Terrestre), se están produciendo numerosos desarrollos de antenas de alta frecuencia. Se está tratando de desplegar pequeños satélites y constelaciones de satélite como respuesta a la gran necesidad de intercambio de información a alta velocidad.

Una de las propuestas de esta tecnología, es la de servir como interfaz para comunicaciones por satélite que darán servicio al gran tráfico de información a alta velocidad que se generará en las ciudades inteligentes.

Una de las tendencias que en los últimos años ha tenido un gran auge es el concepto del Internet de las Cosas, o IoT (*Internet of Things*) cuyo desarrollo está llevando a que cada vez más dispositivos de todo tipo estén siempre vinculados y pertenecientes a una red interconectada y accesible desde cualquier punto del Globo. Gracias a todo el desarrollo previo de las tecnologías de Internet, IPv4, IPv6, desarrollo de redes troncales capaces de dar servicio estable y continuado, parece conveniente utilizar esta infraestructura y conocimiento establecido para conseguir el objetivo.

Otro concepto relacionado con el de IoT, es el de las *Smart Cities*, o Ciudades Inteligentes, donde muchos objetos (incluyendo vehículos o edificios) pueden ser monitorizados en tiempo real y, de esta forma, proporcionar soluciones a los problemas de la sociedad moderna. Ejemplos de estos problemas podrían ser: solucionar las congestiones del tráfico de vehículos, mejorar el rendimiento y la seguridad de las redes de transporte, monitorización completa de la contaminación en la ciudad, gestión automática o a distancia de la energía en los edificios, entre otros.

Un ejemplo de la gran inversión que se está haciendo en estos momentos en este terreno es el del proyecto SCOTT (*Secure Connected Trustable Things*), donde un grupo de unas 50 empresas participan conjuntamente en el objetivo de la generación de *Smart Cities* en un corto plazo, apoyados con un desembolso millonario por parte de la Unión Europea y su plan de innovación, Horizon2020 [2].

Existen otros motivos que justifican el uso de altas frecuencias. Por ejemplo, utilizar la frecuencia de 22 GHz para monitorizar las condiciones atmosféricas, ya que es la

frecuencia de absorción electromagnética de la molécula de agua, figura 1.1.

Otra aplicación diferente en el campo de las microondas es en las comunicaciones de satélite a satélite, donde puede utilizarse la frecuencia de absorción de las moléculas de oxígeno, 60 GHz. Además de altos anchos de banda y antenas pequeñas con mucha ganancia, debido a que la atmósfera tiene muchas pérdidas a esta frecuencia, es una buena manera de evitar posibles intenciones de escuchas del canal o interferencias en las comunicaciones que provengan desde la Tierra [1].

Estas curvas de absorción definen ventanas donde habitualmente se establecen los sistemas de comunicaciones, terrestres o espaciales.

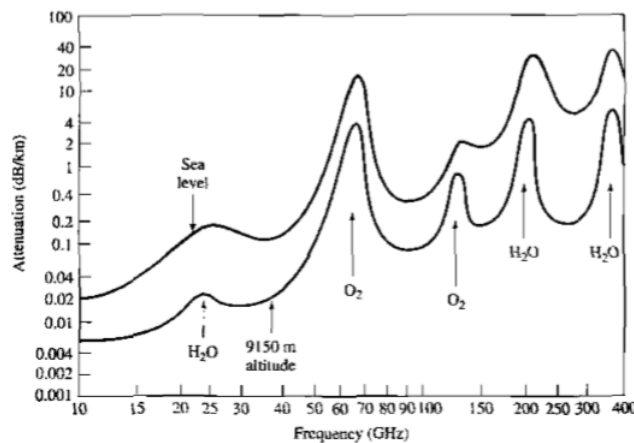


Fig. 1.1. Atenuación atmosférica media frente a la frecuencia (polarización horizontal). [1]

Muchas aplicaciones y partes concretas del diseño de los sistemas de comunicaciones actuales tienen la obligación de absorber todo este tráfico creciente a ritmo exponencial. Para ello se apoyan y apoyarán en la utilización de la familia espectral de las microondas, cuyo rango y bandas se muestran en la figura 1.2.

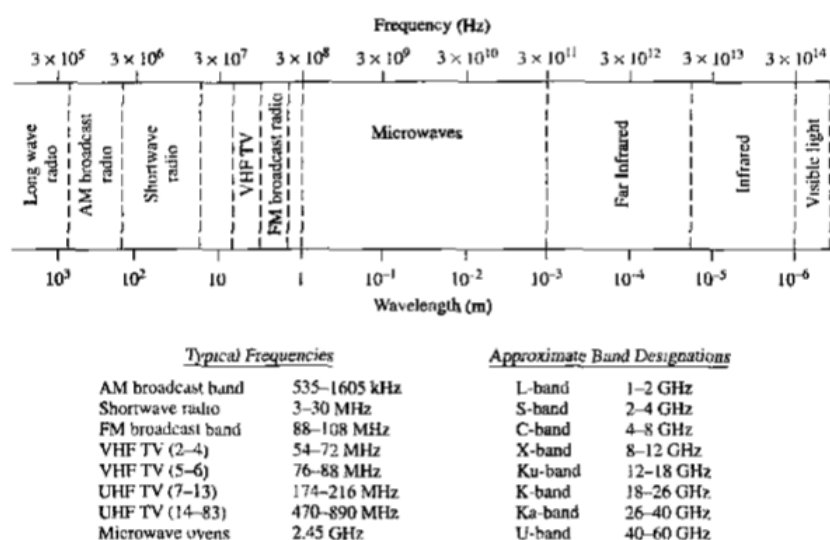


Fig. 1.2. El espectro electromagnético. [1]

Por lo tanto, en las tecnologías *wireless* o sin cables, cada vez es más evidente el interés por el desarrollo de tecnologías que funcionen en sub-bandas más altas, pertenecientes a la familia de microondas, como la banda K por ejemplo, con más capacidad de transmisión de información por unidad de tiempo debido a que se consiguen anchos de banda elevados y canales de información más rápidos.

1.2. Estado del arte

Los productos y soluciones radio son variados. Esta variedad se debe principalmente a las necesidades del diseño específico que necesita un sistema. Se presentan casos actuales de antenas de comunicaciones por satélite en banda K o adyacentes para aclarar el rango de solución que se presenta en este estudio.

La antena iNETVu Ka-98V trabaja en la banda K para recibir y Ka para transmitir. Está preparada con dos motores que le permiten hacer seguimiento de los satélites en movimiento. Su desarrollo también está pensado para que pueda ir montada sobre vehículos en movimiento [3]. Puede observarse en la figura 1.3. Genera una ganancia de 43,5 dBi.



Fig. 1.3. Antena parabólica para bandas K y Ka. [3]

El uso de metamateriales en los nuevos diseños permiten abrir un abanico de nuevas posibilidades de diseño. Por ejemplo, la exploración electrónica, que consiste en la posibilidad de realizar un seguimiento de un satélite en movimiento sin necesidad de incluir motores. Se utilizan variaciones en la alimentación de la antena para poder emitir modificando la dirección del haz principal y tiene capacidad de poder recibir información de diferentes direcciones en función de donde esté el satélite o grupo de satélites que le dan servicio.

Un ejemplo de este tipo de antenas actuales es el prototipo que está desarrollando Kymeta, figura 1.4. Este tipo de soluciones planares son muy buenas para ir en la parte superior de un vehículo.



Fig. 1.4. Prototipo de antena microondas con metamateriales. [3]

Otro tipo de soluciones planares también utilizan el uso de materiales convencionales para realizar antenas muy directivas y que puedan utilizar modificaciones electromagnéticas para el seguimiento de satélites que les proveen de servicio, sin necesidad de incluir motores. La tecnología CTS, *Continuous Transverse Stub* o Stub Transversal Continuo, es un ejemplo de estas soluciones y se eligió para el desarrollo de este estudio.

Una de los productos más actuales de ésta tecnología para aplicaciones satelitales de vehículos en movimiento es la antena ThinSat 300, combinando el uso de las bandas X y Ku, figura 1.5. Es una variante de la tecnología CTS, conocida como VICTS (*Variable Inclination Continuous Transverse Stub*), CTS de Inclinación Variable.



Fig. 1.5. Antena VICTS para comunicaciones de vehículos en movimiento.

Una reciente demostración del buen funcionamiento de esta tecnología ha consistido en un test de costa a costa de los Estados Unidos, con unos resultados en las comunicaciones por satélite punto-a-punto constantes y de alta velocidad [4].

Otra demostración de esta antena se realizó en 2014, a bordo del famoso aeroplano *Firebird*, de Northrop Grumman [5]. Fue una prueba realizada sobre el desierto de Mojave,

donde el sistema se mantuvo estable a pesar de realizar giros a 2,5g.

1.3. Objetivo del estudio

Con este estudio se trató de realizar un diseño simplificado de una antena de tecnología CTS y analizar su potencial como solución a los problemas que se plantean en la actualidad de las comunicaciones por satélite. La primera decisión importante fue la elección del tipo de mecanismo de excitación. Se plantearon dos opciones, serie o paralelo. La diferencia entre la alimentación serie y la alimentación paralelo puede verse en la figura 1.6.

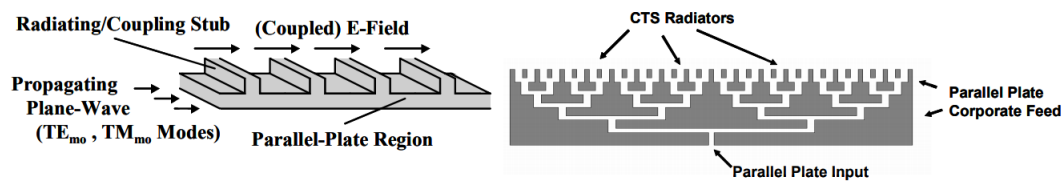


Fig. 1.6. Diferencia entre alimentación serie y paralelo [6]

Con la intención de ser el primer paso hacia un estudio más elaborado y complejo, en este estudio se buscó un diseño sencillo que permitiera ser materializado en el laboratorio de forma económica, tanto en tiempo como en recursos.

En el capítulo final de interpretación de resultados y conclusiones se analiza si el objetivo para este estudio se ha alcanzado y los aspectos relacionados con el marco regulador y el entorno socio-económico.

1.3.1. Especificaciones de diseño

Se marcó como objetivo que el centro de la banda de frecuencias de funcionamiento estuviera cerca de los 20 GHz, principio de la banda K, (figura 1.2) y conseguir que la antena fuera de bajo perfil, con la directividad más alta posible, apuntando en la dirección *broadside*, es decir, a 90° respecto al plano de la antena. Una ganancia lo más alta posible, buscando una eficiencia de radiación aproximadamente de 0 dB. Se definió un ancho de banda de al menos un 3 % respecto a la frecuencia de funcionamiento. Esto son 600 MHz. También se quiere que la polarización sea lineal. Todo esto, con la intención de que pueda ser utilizada en comunicaciones por satélite.

El diseño serie cumplía mejor la necesidad de facilitar el diseño y la construcción, por lo que se eligió como mecanismo de excitación.

Ventajas derivadas de esta elección pueden ser: menor coste de desarrollo, tanto en tiempo como en presupuesto; diseño mucho más plano que si la alimentación es en paralelo, con más posibilidades de ser implantada en sistemas más complejos que tengan pocas posibilidades de variar su diseño original, como los vehículos, ya que facilitaría su

integración sobre la estructura de los mismos; más robustez que en el caso paralelo, debido a la mayor sencillez de diseño y menor número de elementos necesarios para su construcción, esto también aumenta las posibilidades de uso en aplicaciones más extremas, dado que podría aguantar mejor las condiciones desfavorables durante su funcionamiento.

2. ELEMENTO CTS, TECNOLOGÍA CONTINUOUS TRANSVERSE STUB

Las primeras versiones de la antena planar de tecnología CTS datan de comienzos de la década de 1990 [6]-[8], habiendo sido satisfactoriamente desarrolladas en más de 30 diseños diferentes [6]. Durante años, ha sido bloqueada por una patente [7], sin embargo, esa protección expiró y se están empezando a publicar resultados de implementaciones de antenas que usan estos elementos.

Se trata de una tecnología con ventajas significativas en los aspectos de bajas pérdidas, baja dispersión, robustez y flexibilidad de diseño gracias a la estructura de plato paralelo en la que se basa. Las ventajas relacionadas con este tipo de array incluyen eficiencias de apertura inusualmente altas, control preciso del lóbulo de radiación y un coste de fabricación bajo. [6]

2.1. Introducción teórica

Este elemento se caracteriza por la posibilidad de concatenarse de forma sencilla para formar una antena con un dieléctrico encerrado en una estructura de guía de onda de platos conductores paralelos con dos o más elementos elevados sobre uno de los platos, que se extienden transversalmente a lo largo de toda la superficie [8], figura 2.1. Estos elementos se conocen como Continuous Transverse Stubs o Stubs Transversales Continuos y surgen de la combinación de la estructura de platos paralelos mencionada anteriormente junto con el concepto de *stub* o sintonizador.

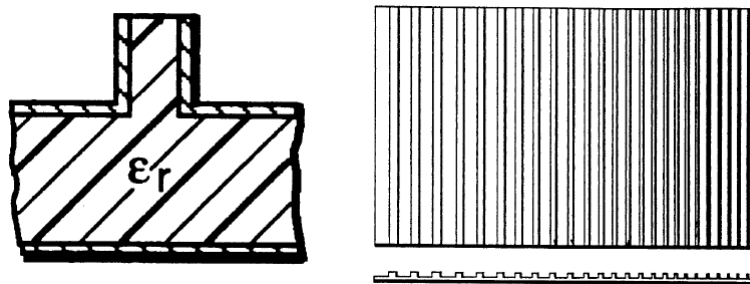


Fig. 2.1. Elemento CTS y array de elementos CTS concatenados. [7]

La guía de ondas *parallel plate* o de placas paralelas consiste en dos conductores separados una distancia d , con una anchura W mucho mayor que d , que se extiende perpendicularmente al plano definido por d y W . Figura 2.2. El espacio del interior de la guía está relleno de un dieléctrico con permitividad ϵ y permeabilidad μ [1].

Este tipo de geometría idealizada permite la propagación tanto de modos TE (Trans-

versal Eléctrico), TM (Transversal Magnético) como TEM (Transversal ElectroMagnético). Este último es debido a que la guía la forman dos conductores [1]. Las distintas líneas de campo vinculadas a los diferentes modos se muestran en la figura 2.2.

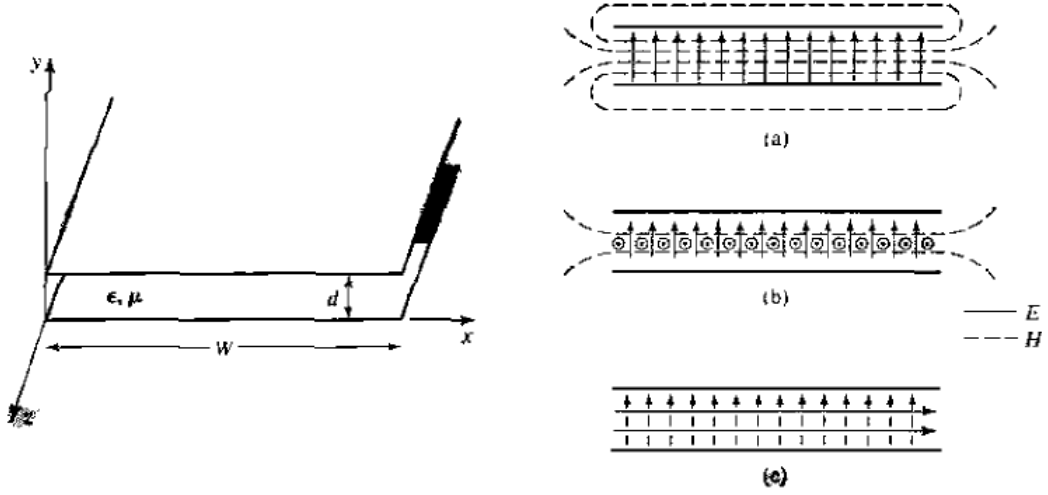


Fig. 2.2. Guía de onda de placas paralelas y líneas de campo para distintos modos: (a) TEM, (b) TM_1 y (c) TE_1 . [1]

Este tipo de estructura tiene características de baja dispersión, pocas pérdidas, robustez dimensional y flexibilidad de diseño [6]. Su impedancia característica se define como:

$$Z_0 = \eta \frac{d}{W}; \quad (2.1)$$

siendo $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$.

Un stub es una prolongación de una línea de transmisión, generalmente de forma perpendicular a la dirección de propagación de la línea y terminada en circuito abierto o en cortocircuito. Dadas sus propiedades reactivas (puramente reactivas en la teoría) y aprovechando las propiedades de la onda estacionaria que ocupa su interior, sirve para adaptar la parte imaginaria de la impedancia de una línea de transmisión y conseguir así, una mejor propagación de la energía electromagnética a través de la línea de transmisión principal. Esta adaptación se consigue, teniendo en cuenta el ámbito de trabajo de las frecuencias de microondas y ondas milimétricas, con pequeñas variaciones en la longitud de dicho elemento ya que el diseño se consigue con pequeñas variaciones en el rango de la longitud de onda (λ). En este fragmento del espectro, este valor está comprendido entre centímetros y milímetros.

En este estudio, se trabajará en el rango de frecuencia próximo a 20 GHz por lo que nuestro parámetro λ (longitud de onda en el vacío) se situará alrededor de los 15 mm. La relación entre frecuencia (f) y longitud de onda (λ) es establecida mediante el siguiente

proceso:

$$j\beta = \sqrt{-\omega^2\mu\epsilon} = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.2)$$

Suponiendo que la propagación se realiza por el vacío, fijamos los siguientes parámetros: $\mu = \mu_0$ y $\epsilon = \epsilon_0$. Esta suposición se aproxima mucho al caso en el que la onda se propaga por el aire. Se tiene, pues:

$$\beta = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (2.3)$$

Se define entonces, la constante de velocidad de la luz en el vacío (c):

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = 3 \times 10^8 m/s \quad (2.4)$$

Sustituyendo esta constante (c) por el término de la ecuación previa, se obtiene:

$$\beta = \frac{\omega}{c} \quad (2.5)$$

y utilizando la siguiente relación:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.6)$$

Se llega a la igualdad:

$$\frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c} \quad (2.7)$$

Por último, como la frecuencia (f) sigue la relación $\omega = 2\pi f$, obtenemos:

$$\frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.8)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 10^{10}} = \frac{3}{200} = 0,015m = 15mm \quad (2.9)$$

Definiendo una frecuencia de referencia de $20 \text{ GHz} = 2 \times 10^{10} \text{ Hz}$.

Los stubs pueden diseñarse para que permitan propagación de energía a través de ellos al presentar una impedancia con parte real no nula (resistiva) y por lo tanto, radien. Esto se consigue cuando dichos elementos tienen una altura moderada con respecto al valor de λ y están abiertos hacia el espacio circundante [6]-[8].

Los elementos CTS, tanto radiantes, que es el caso que se analiza en este estudio, como los otros posibles dos casos: elementos acopladores o reactivos, se combinan con la estructura de guía de onda de plato paralelo para formar una gran variedad de componentes diferentes, por ejemplo, antenas de array, acopladores o filtros dentro del rango

del espectro electromagnético que va desde las microondas, ondas milimétricas hasta las frecuencias quasi-ópticas [7].

La única restricción a tener en cuenta respecto a la guía es que la altura del dieléctrico de su interior debe ser menor que $\frac{\lambda}{4} = 3.75 \text{ mm}$ y evitar, de esta forma, la excitación de modos superiores. Esto es, para que el modo TEM sea el único propagante.

La representación de las posibles configuraciones del elemento CTS puede verse en la figura 2.3.

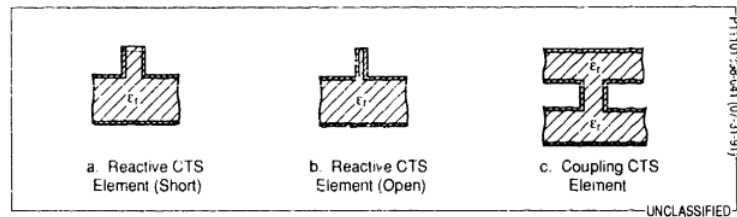


Fig. 2.3. Configuraciones del elemento CTS [7]

2.1.1. Funcionamiento electromagnético

En primer lugar se debe definir una dirección de propagación en el interior de la guía, que se tomará como referencia, llamada dirección \hat{x} , figura 2.4. Los planos rojos son representaciones de dos puertos que inyectan una onda con distribución uniforme en el interior de la guía.

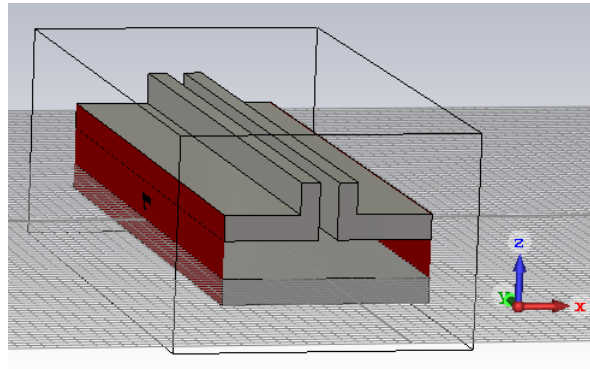


Fig. 2.4. Presentación del elemento CTS

Como se ha comentado anteriormente, la onda incidente en la guía de ondas, lleva una dirección de propagación \hat{x} al viajar por la estructura de placas paralelas y se encuentra con el stub transversal continuo, que ocupa todo el eje transversal de la guía. Esta onda viajera tiene asociada a su propagación, desplazamientos de corriente en la superficie del conductor en la dirección \hat{x} , que al llegar al principio del elemento CTS generan una variación en la diferencia de potencial eléctrico entre los dos conductores que forman el stub. Esta variación del potencial genera una variación del campo eléctrico, también

según \hat{x} , entre dichos conductores que forman el stub y esta variación del campo eléctrico según \hat{x} , genera una onda que se propaga en dirección \hat{z} (perpendicular al eje \hat{x} y vertical, atravesando la apertura generada por el stub) [6]-[8].

De esta manera, con un correcto diseño del elemento CTS se puede conseguir de manera controlada que cierta parte de la energía, que en un principio viajaba en el sentido de la guía de transmisión de placas paralelas, pueda llegar a propagarse hacia el espacio abierto, atravesando el CTS.

En el siguiente capítulo se realizarán simulaciones de dos elementos diferentes, CTS y otro elemento basado en CTS simplificado en su geometría, dándole forma de ranura elevada. Se compararán los resultados para decidir cuál de los dos es apropiado para el resto del diseño.

3. COMPARACIÓN ENTRE STUB TRANSVERSAL CONTINUO Y RANURA TRANSVERSAL CONTINUA ELEVADA

3.1. Comparación entre ranura y stub

El interés en esta comparación surge al plantearse la posibilidad de simplificar el diseño y ver la viabilidad de una ranura elevada como elemento radiante que tenga características similares a las del stub, de forma que pueda ser construido en el laboratorio de la manera más rápida y sencilla posible con las ventajas que ello conlleva.

Este diseño y todos los posteriores se han realizado utilizando la herramienta CST Studio Suite 2017. Para las simulaciones se comenzó definiendo un tipo PMC, *Perfect Magnetic Conductor* o Conductor Magnético Perfecto, como condición de contorno para los laterales de la guía. Esto es necesario para conseguir una distribución de campo transversal uniforme y que se propague un modo TEM por la guía. En la figura 3.1 se muestra esta condición de contorno para los laterales representado mediante los planos cerrados por el marco azul, que está en los dos laterales de la guía.

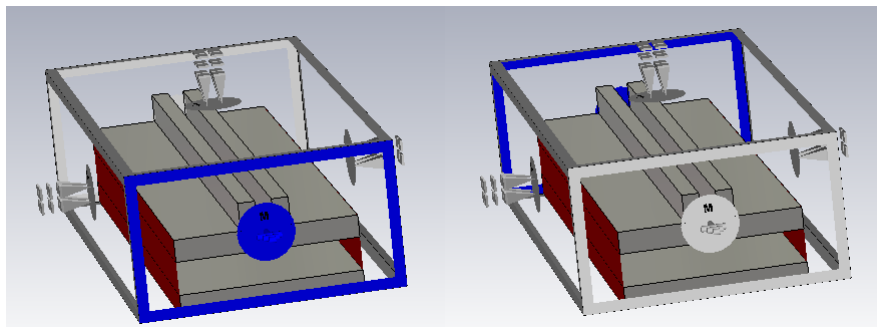


Fig. 3.1. Condición de contorno PMC en los laterales de la guía (marcos en azul).

Una condición PMC anula la componente tangencial de campo magnético y la componente normal del campo eléctrico, permitiendo así una distribución uniforme del campo eléctrico a lo largo de toda la guía, que es necesario para que se propague el modo TEM.

Para las metalizaciones de todos los diseños se ha utilizado un PEC, *Perfect Electrical Conductor* o Conductor Eléctrico Perfecto, con la característica de tener una conductividad infinita.

Al contrario que PMC, PEC anula la componente tangencial del campo eléctrico y la componente normal del campo magnético.

Se realizó un análisis previo sobre las diferencias electromagnéticas que pueden surgir si en lugar de un stub se utiliza una ranura elevada que simule, de forma más sencilla, un comportamiento físico aproximado al del componente stub, o CTS.

Tras proceder con las primeras simulaciones, la definición de las dimensiones de ambos elementos queda determinada en la tabla 3.1.

TABLA 3.1. DIMENSIONES RANURA Y STUB

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20 GHz
λ	Longitud de onda	15 mm
h_m	Altura metalizaciones	2 mm
w_s	Ancho del stub	2 mm
h_s	Altura del stub/ranura	2 mm
x_s	Dist puerto-stub/ranura	10 mm
h_{aire}	Altura dieléctrico	2 mm
h_{cg}	Ancho cierre de guía	2 mm
W	Ancho guía	50 mm
L	Longitud guía	55 mm

La distancia del elemento CTS y de la ranura elevada al corto terminal es de aproximadamente tres veces λ con la intención de buscar un máximo de la onda estacionaria de corriente. Se realizó la construcción de ambos elementos utilizando el programa de diseño obteniendo la figura 3.2:

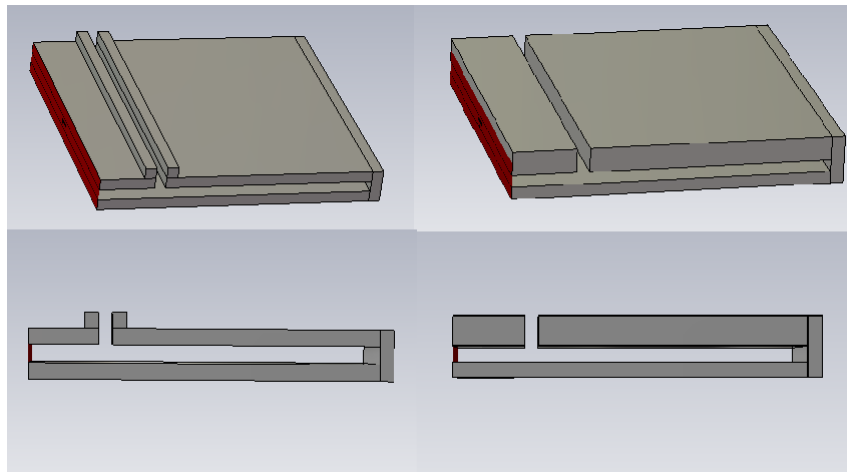


Fig. 3.2. Presentación de elementos.

3.1.1. Comparación de reflexión y de adaptación de impedancia

La figura 3.3, muestra los resultados de las primeras simulaciones que se realizaron. Las dos gráficas de la izquierda corresponden al elemento CTS y los de la derecha, a la

ranura.

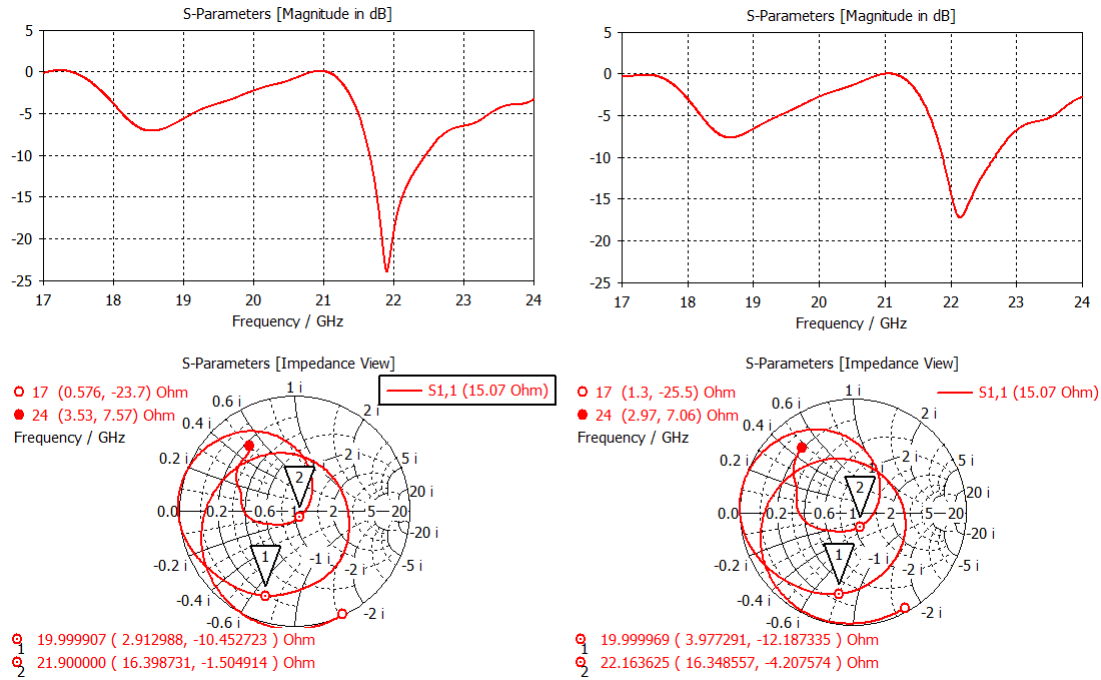


Fig. 3.3. Resultados de reflexión y adaptación de impedancia. Elemento CTS (izquierda) y elemento ranura (derecha).

Coefficiente de reflexión: Las dos gráficas superiores, figura 3.3, muestran la cantidad de energía que es reflejada y vuelve de nuevo hacia el puerto de entrada de ambos elementos. Como puede apreciarse en la figura 3.2, el puerto es el rectángulo rojo y está al comienzo de la guía, funciona inyectando una onda de la frecuencia determinada en el interior de la misma.

Esta cantidad de energía reflejada se muestra mediante el parámetro S_{11} , que se define como el coeficiente de reflexión del sistema. Pertenece a una matriz de parámetros conocida como Matriz de Parámetros S o Matriz de Dispersión y cuya utilidad en general, en el campo de la radiofrecuencia o RF, es representar el comportamiento electromagnético de una señal a través de un dispositivo. Estos parámetros son mucho más útiles cuando trabajamos en alta frecuencia que otros como por ejemplo, los Parámetros Z, o H.

Como se ha explicado, el parámetro S_{11} representa la energía que se ha enviado y no es capaz de atravesar la guía y por lo tanto, cuanto más bajo sea el valor del mismo, menos energía retrocede y mejor comportamiento experimenta el sistema. Es el primer resultado que hay que valorar y comparar.

En la gráfica correspondiente al stub (arriba-izquierda), se puede ver que a una $f = 20$ GHz el valor de S_{11} es -2.25 dB. También puede apreciarse como a $f = 22.1$ GHz el valor de S_{11} es de -23.9 dB, que es mucho mejor resultado que a $f = 20$ GHz porque significa

que la mayor parte de la señal sería transmitida a través del stub y radiaría hacia el espacio libre.

En la gráfica correspondiente a la ranura (arriba-derecha) se puede ver como a $f = 20$ GHz, la cantidad de energía reflejada es muy similar a la del stub, $S_{11} = -2.75$ dB, algo inferior. En general, no hay grandes diferencias, así que la conclusión es que a efectos de reflexión e impedancia son muy parecidas, esto puede simplificar la fabricación.

Carta de Smith (CS): Por otro lado, las dos gráficas inferiores, figura 3.3, muestran las Cartas de Smith de ambos elementos.

La CS sirve para hacer una representación de la adaptación de impedancia del sistema y su explicación básica es que el eje x que atraviesa horizontalmente el eje de la gráfica representa la parte real de la impedancia, llamada parte resistiva ($\Re Z_{in}$), y la parte imaginaria, llamada parte reactiva ($\Im Z_{in}$), queda representada por el contorno de la circunferencia, siendo la suma de ambas partes un punto del plano definido por la CS. La adaptación perfecta es el punto del centro del círculo.

Las gráficas muestran una línea roja que recorre el interior de la CS y representa la impedancia de la guía vista desde el puerto en el rango de frecuencias estudiado. Una buena adaptación se consigue haciendo que la impedancia vista desde el puerto sea lo más próxima posible a la impedancia característica de la línea, representada por la CS en el centro de la misma.

En las cartas de Smith de ambos elementos puede verse que hay dos etiquetas numeradas: la etiqueta con valor "1" marca el punto de la línea roja que representa la impedancia a $f = 20$ GHz y la etiqueta "2" marca el punto asociado a la frecuencia con menor coeficiente de reflexión. Para ambas gráficas, debajo está su valor numérico separado en parte real e imaginaria.

Tanto para el stub como para la ranura, a $f = 20$ GHz la impedancia está alejada del centro del círculo y por lo tanto está mal adaptada, también se aprecia cómo, para la segunda etiqueta, en ambos casos la adaptación es mejor por estar más cerca del centro. En cualquier caso, a 20GHz los valores de impedancia están alejados de la impedancia característica de la línea, que tiene un valor de $Z_0 = 15,07\Omega$.

3.1.2. Estudio del diagrama de radiación

En la figura 3.4 se muestran la dirección en la que el elemento radia, visto desde el plano lateral derecho, paralelo a la dirección de propagación.

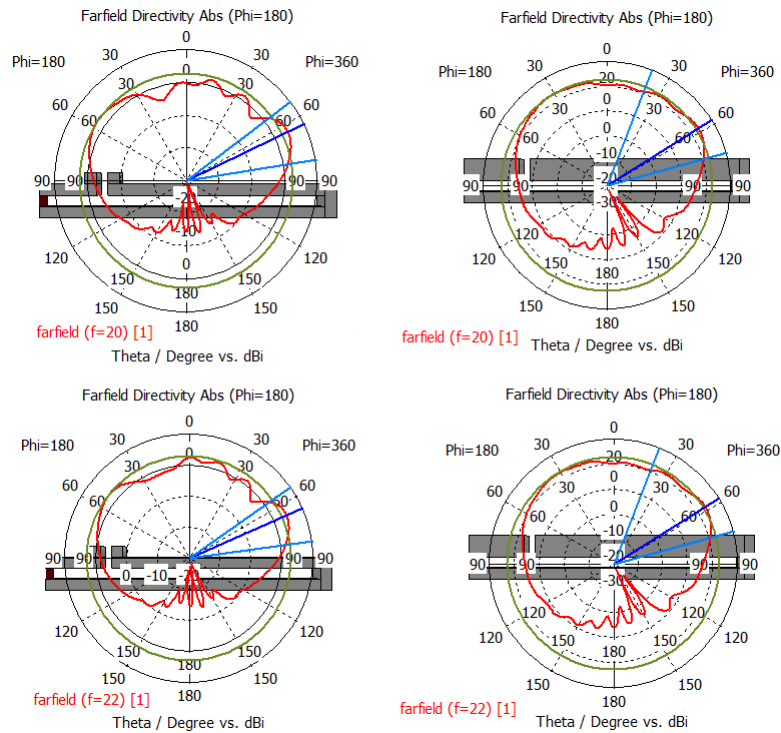


Fig. 3.4. Diagramas de radiación de los elementos en el plano-E. 20 GHz(arriba) y 22 GHz(abajo), elemento CTS (izq.) y ranura (der.)

Las dos gráficas superiores comparan ambos elementos a la frecuencia de 20 GHz, siguiendo con el mismo patrón izquierda-stub, derecha-ranura. Las dos gráficas inferiores muestran la radiación de cada elemento pero a la frecuencia a la que tenían mejor comportamiento de adaptación de impedancia, 22 GHz.

Una de las características más importantes de esta tecnología es la gran directividad que presenta en sus antenas [8], permitiendo así, realizar enlaces punto a punto o radioenlaces con eficiencia. En estos primeros resultados, en los que solo un elemento participa, hay muy poca directividad y no se aproxima a los resultados que se esperan pero se puede obtener otro tipo de información relevante en la comparación, la recopilación de estos datos respecto al stub aparecen en la tabla 3.2 y respecto a la ranura se muestran en la tabla 3.3.

TABLA 3.2. RESULTADOS DE RADIACIÓN CON EL STUB

Resultado	Descripción	20 GHz	22 GHz
D	Directividad lóbulo principal	14.27 dBi	14.34 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	-0.44 dB	-0.12 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	64°	66°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	28.1°	27.3°
SLL(Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-1.7 dB	-1.5 dB

TABLA 3.3. RESULTADOS DE RADIACIÓN CON LA RANURA

Resultado	Descripción	20 GHz	22 GHz
D	Directividad lóbulo principal	13.32 dBi	13.4 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	-0.32 dB	-0.28 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	58°	58°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	53.3°	53.3°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-0.6 dB	-0.6 dB

Como se puede apreciar, los resultados son muy parecidos. Tan solo el rizado que aparece en el caso del CTS es algo a destacar.

3.2. Comparación entre ranura y stub (diseño para 20 GHz):

Como paso siguiente se procedió a centrar el diseño de forma precisa en 20 GHz. Se trató de ajustar la frecuencia de trabajo a lo definido en la especificación del estudio.

Se configuró un elemento CTS montado sobre un pequeño fragmento de guía de ondas y se modificaron sus dimensiones hasta obtener un funcionamiento en torno a la frecuencia de diseño. Después se modificó su estructura para convertirlo en una ranura y así, poder comparar ambos elementos a la frecuencia deseada. Sus dimensiones quedan determinadas en la tabla 3.4.

TABLA 3.4. DIMENSIONES ELEMENTOS STUB Y RANURA PARA
20 GHZ

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frec. de trabajo	20 GHz
λ	Long. de onda	15 mm
h_m	Altura metalizaciones	2 mm
w_s	Ancho stub/ranura	2 mm
h_s	Altura stub/ranura	2.46 mm
h_{aire}	Altura dieléct.	3 mm
W	Ancho guía	50 mm
L	Longitud guía	16.28 mm

En este caso se va a proceder a añadir un segundo puerto en la guía, en el lugar donde en el apartado anterior había un cierre o cortocircuito. Parte de la energía se propagará por el stub y se radiará, una gran parte de la energía continuará fluyendo hacia el otro puerto.

Se presentan ambos elementos en la figura 3.5.

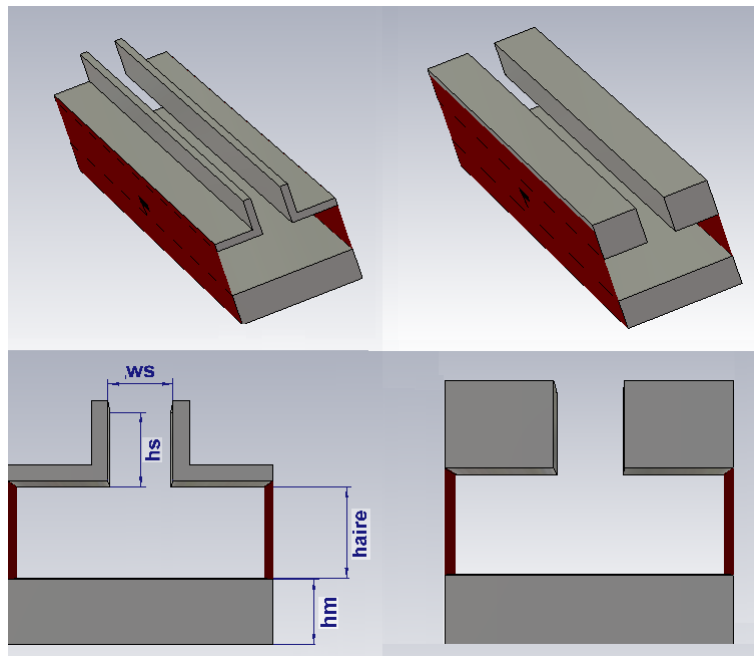


Fig. 3.5. Presentación elementos diseñados para $f = 20$ GHz

El procedimiento de análisis de resultados fue el mismo que en el apartado anterior, estos resultados se presentan en los siguientes apartados.

3.2.1. Comparación de reflexión y de adaptación de impedancia

Se vuelve a comenzar por el estudio del parámetro S_{11} y la adaptación de impedancia utilizando la herramienta CS. En este caso, además, se analizará el resultado del parámetro S_{21} , que indica la cantidad de energía que atraviesa la guía sin ser radiada hacia el exterior. Este parámetro se representa mediante la línea verde. Los resultados comparativos se muestran en la figura 3.6.

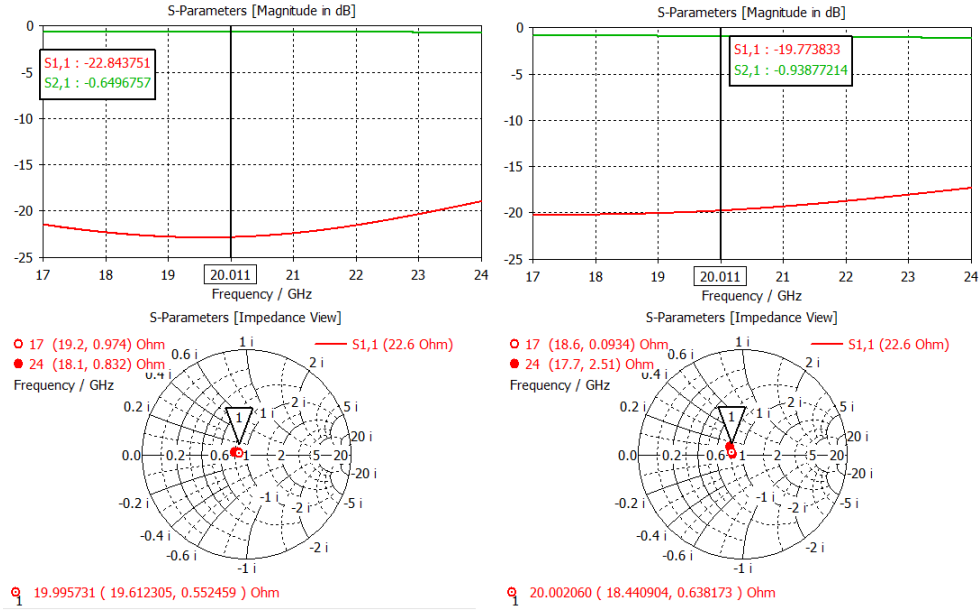


Fig. 3.6. Resultados reflexión e impedancia para $f = 20$ GHz. Elemento CTS (izquierda) y elemento ranura (derecha).

En estos resultados hay que destacar que la impedancia característica es diferente a la del apartado anterior porque se amplió el espacio entre las placas paralelas de 2 a 3 mm, generando por lo tanto una mayor impedancia de la línea ($Z_0 = 22,6\Omega$). Esta distancia sigue dentro del entorno menor a $\frac{\lambda}{4}$.

En las dos gráficas pertenecientes a la parte superior de la figura 3.6, donde se representa el valor del parámetro (S_{11}), puede apreciarse como la adaptación en el caso del stub es superior a la de la ranura en una cantidad ligeramente superior a los 3 dB. Este resultado indica que la impedancia que presenta, tanto el stub como la ranura, es prácticamente la misma. Esto reafirma el resultado obtenido en el apartado anterior, con la guía terminada en cortocircuito.

Prestando atención a la parte inferior de la misma figura, donde puede compararse la adaptación de impedancia mediante la CS, puede interpretarse como que el stub o la ranura insertados en la guía están adaptados. Esta buena adaptación indica que la radiación es muy pequeña, prácticamente toda la energía fluirá hacia el otro puerto, atravesando la guía, tal y como se aprecia en la gráfica del parámetro S_{21} . La parte que ni se refleja (S_{11}), ni se transmite (S_{21}), es la energía que se ha radiado.

3.2.2. Estudio del diagrama de radiación

En la figura 3.7, se muestran los resultados del diagrama de radiación. Al igual que en la sección anterior a la izquierda está el resultado del stub y a la derecha el de la ranura.

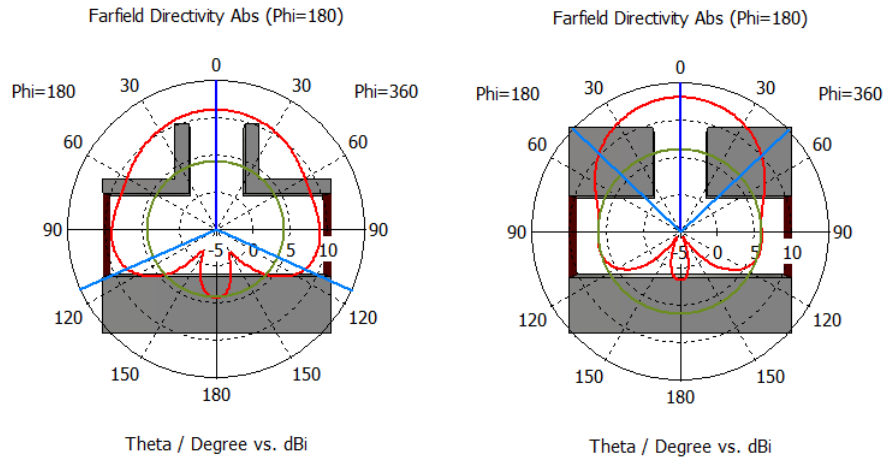


Fig. 3.7. Diagramas de radiación de los elementos a 20 GHz, Plano-H.

Y en la tabla 3.5, los resultados asociados a este diagrama, al igual que en la sección anterior.

TABLA 3.5. RESULTADOS DE RADIACIÓN A 20 GHZ CON LOS ELEMENTOS

Resultado	Descripción	Stub	Ranura
D	Directividad lóbulo principal	11 dBi	13 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	-0.05 dB	-0.08 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	0°	0°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	227.7°	93°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-6.8 dB	-7 dB

3.2.3. Conclusiones previas

Los resultados de reflexión y transmisión de ambos elementos son muy parecidos. Parece que, tanto el elemento CTS como la ranura elevada presentan una buena adaptación al introducir un sólo elemento en la guía de placas paralelas. Por otro lado, una importante cantidad de la energía atraviesa la guía. En el siguiente capítulo se comenzará con el estudio de varios de estos elementos CTS concatenados en serie.

En cuanto al diagrama de radiación, puede apreciarse como ambos elementos son parecidos, con pequeñas diferencias en la mayoría de los campos que se han tenido en cuenta, mostrando una diferencia bastante notable en cuanto a la anchura de haz a -3 dB. Aparentemente, la ranura concentra mejor la proyección de energía en un arco de radiación menor y tiene una directividad de 2 dBi superior.

Dado que la idea inicial de este estudio es simplificar el diseño, de forma que pueda ser construido en el laboratorio de la manera más rápida y sencilla posible, se decidió tomar la elección del elemento de ranura transversal continua elevada, a pesar de que el primer elemento mostrara mayor potencial, ya que la ranura también puede obtener resultados válidos.

En los posteriores capítulos se tratará el diseño de una antena de array de estos elementos ranura, de forma que se pueda conseguir una antena *broadside*, de una alta directividad y un elevado ancho de banda.

De ahora en adelante también se nombrará al elemento ranura como elemento stub, o elemento CTS.

4. ARRAY DE CUATRO ELEMENTOS CTS CON ESTRUCTURA DE ONDA LENTA

Ahora se tratará de mostrar cómo se realizó el primer diseño del array de tecnología CTS con el elemento ranura elevada previamente seleccionada y que se mostró en el anterior capítulo. Se opta por elegir solamente cuatro elementos con la idea de probar un caso sencillo y aislar los posibles efectos no deseados. Si los resultados se consideran válidos posteriormente se procederá a estudiar un caso con más elementos.

4.1. Array de 4 elementos

Se realizó un array de 4 elementos con la misma ranura del capítulo anterior, añadiéndole además, un cierre al final del array a una distancia del último elemento en el entorno de $\frac{\lambda}{2}$. Esto se realiza bajo la siguiente premisa:

Una onda puramente estacionaria cerrada con un cortocircuito tiene un campo eléctrico en la superficie del mismo igual a cero, $\vec{E} = 0$. Debido a la naturaleza de la onda electromagnética, el campo magnético en ese mismo punto es infinito, $\vec{H} = \infty$. A su vez, la onda estacionaria es periódica con periodo $\frac{\lambda}{2}$. Por lo tanto, si el elemento CTS radia gracias a las corrientes vinculadas al campo magnético, el primer máximo de energía magnética, y por lo tanto de radiación, estará a una distancia aproximadamente igual a $\frac{\lambda}{2}$ del cierre de la guía y mientras se sitúe el primer elemento a una longitud proporcional a esta distancia, se conseguirá situar un máximo de radiación en el último elemento de la guía.

En la figura 4.1, se representa el valor absoluto del campo magnético en el interior de una guía de placas paralelas con condiciones de contorno laterales de PMC, visto desde arriba. Puede observarse la periodicidad. La distancia entre máximos es de $\frac{\lambda}{2}$.

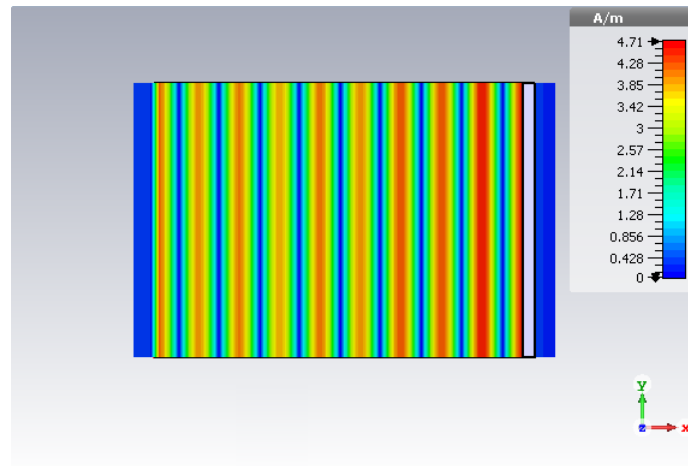


Fig. 4.1. Valor absoluto del campo magnético. Onda estacionaria.

Por el mismo motivo de periodicidad de la onda estacionaria se considera que la distancia entre los elementos radiantes o elementos CTS también debe ser múltiplo de este periodo.

4.1.1. Array con distancia $\lambda/2$ entre elementos

Se generó el primer array de elementos CTS tal y como puede verse en la figura 4.2. Las dimensiones del mismo son las mostradas en la tabla 4.1

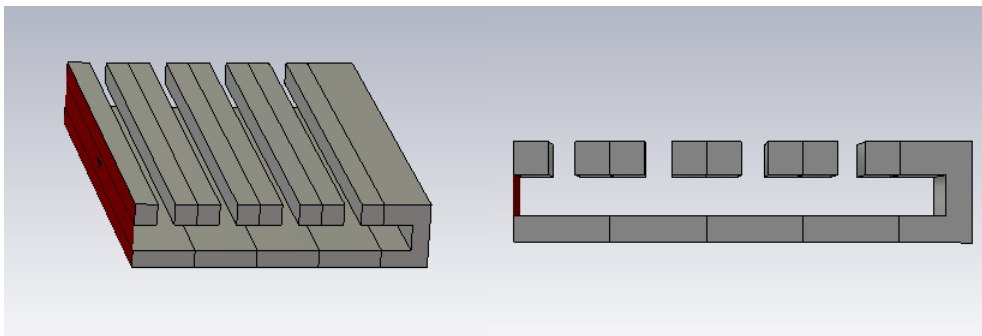


Fig. 4.2. Presentación del array de 4 elementos CTS.

TABLA 4.1. DIMENSIONES ARRAY DE 4 ELEMENTOS CTS

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frec. de trabajo	20 GHz
λ	Long. de onda	15 mm
λ_g	Long. de onda de la guía	15.28 mm
h_m	Altura metalizaciones	2 mm
w_s	Ancho stub	2 mm
h_s	Altura stub	2.46 mm
h_{aire}	Altura dieléct.	3 mm
L_g	Longitud guía	33.96 mm
W	Ancho guía	50 mm
L	Longitud elemento CTS	7.64 mm
C	Longitud cierre de guía	3.4 mm

Se muestran los resultados de inyectar una onda electromagnética de 20 GHz a través del inicio de la guía, obteniéndose los resultados mostrados en las figuras 4.3 y 4.4.

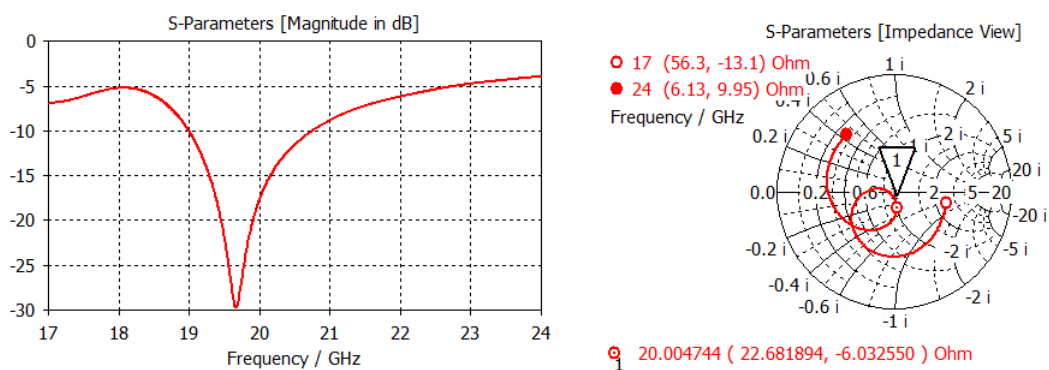


Fig. 4.3. Resultados de reflexión y adaptación de impedancia.

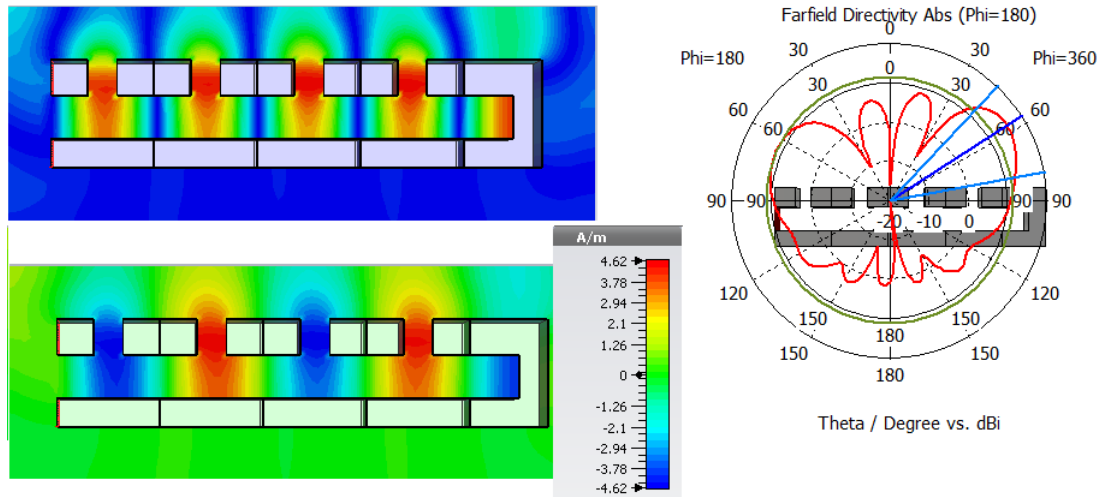


Fig. 4.4. Resultados de propagación y radiación del array de 4 elementos a distancia $\lambda/2$. En el cuadro azul se representa el valor absoluto del campo magnético, en el verde el campo magnético total.

Se cumple la premisa de que el campo magnético es periódico $\frac{\lambda}{2}$, generándose un máximo en el cierre de la guía, esto se puede ver en la representación del **valor absoluto** del campo magnético en el interior del array (arriba-izquierda), figura 4.4.

Sin embargo, en el diagrama de radiación se puede apreciar como la dirección de radiación se aproxima más a un tipo de array de diseño *endfire* que al de diseño *broadside* que se especificó, ya que la dirección del lóbulo principal se aproxima al plano de la superficie planar del array.

Esto es debido a que se debe tener en cuenta que las ondas de voltaje y corriente relacionadas con la onda estacionaria, tienen a su vez un periodo λ y por lo tanto si se colocan los stubs a distancia $\frac{\lambda}{2}$ o múltiplo impar de ésta, estarán en posición de contrafase, provocando que las contribuciones en cada ranura adyacente sean del mismo valor pero opuestas, generando que la radiación no sea la esperada (*broadside*).

Este razonamiento se extrae de la representación del campo magnético total en el interior de la guía (abajo-izquierda), donde se representa el valor del campo magnético real, no su valor absoluto. En la leyenda se puede comprobar la contrafase entre los elementos adyacentes.

Por este motivo, a pesar de haber adaptado el array, como puede apreciarse en la figura 4.3, tiene que descartarse este diseño y buscar otro con mejores características de radiación, esto es, con sus elementos radiantes en fase.

4.1.2. Array con distancia λ entre elementos

Por lo visto en el apartado anterior, se decidió que la distancia total entre ranuras radiantes tenía que ser del entorno de λ . El nuevo array de 4 elementos se muestra en la

figura 4.5 y sus valores dimensionales corresponden con los de la tabla 4.2.

TABLA 4.2. DIMENSIONES ARRAY DE 4 ELEMENTOS CTS SEPARADOS λ

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frec. de trabajo	20 GHz
λ	Long. de onda	15 mm
λ_g	Long. de onda de la guía	15.28 mm
h_m	Altura metalizaciones	2 mm
w_s	Ancho stub	2 mm
h_s	Altura stub	2.46 mm
h_{aire}	Altura dieléct.	3 mm
L_g	Longitud guía	67.13 mm
W	Ancho guía	50 mm
L	Longitud elemento CTS	15.28 mm
C	Longitud cierre de guía	6.01 mm

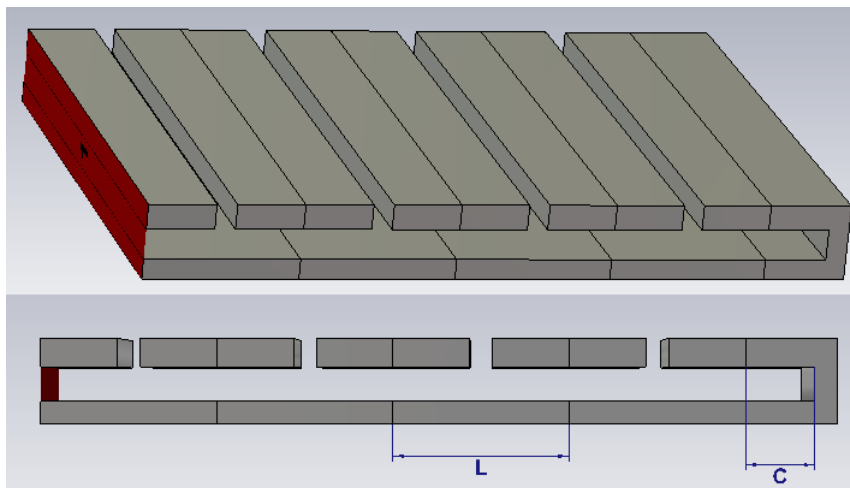


Fig. 4.5. Presentación del array de 4 elementos CTS separados λ .

De nuevo se muestran los resultados de adaptación, figura 4.6. En ellos puede apreciarse como ha sido posible mejorar la adaptación respecto al caso a distancia $\frac{\lambda}{2}$ entre elementos. Se obtiene un coeficiente de reflexión aproximadamente igual a -40 dB. En la CS se puede ver como la impedancia vista desde el puerto de entrada (Z_{in}) es prácticamente igual a la impedancia característica de la línea $Z_{in} = 22,1 - j0,18 \approx 22,1\Omega \approx Z_0$. Debido a la conexión en serie de los elementos CTS, se ha generado una impedancia de entrada

muy similar a la impedancia característica de la línea. Esto es N veces la resistencia de radiación de un elemento CTS, siendo N , el número de elementos concatenados en serie.

Se puede afirmar entonces, que a la frecuencia de 20 GHz prácticamente toda la energía se propaga radiando hacia el espacio libre. Se deben de consultar entonces los resultados de radiación, mostrados en la figura 4.7.

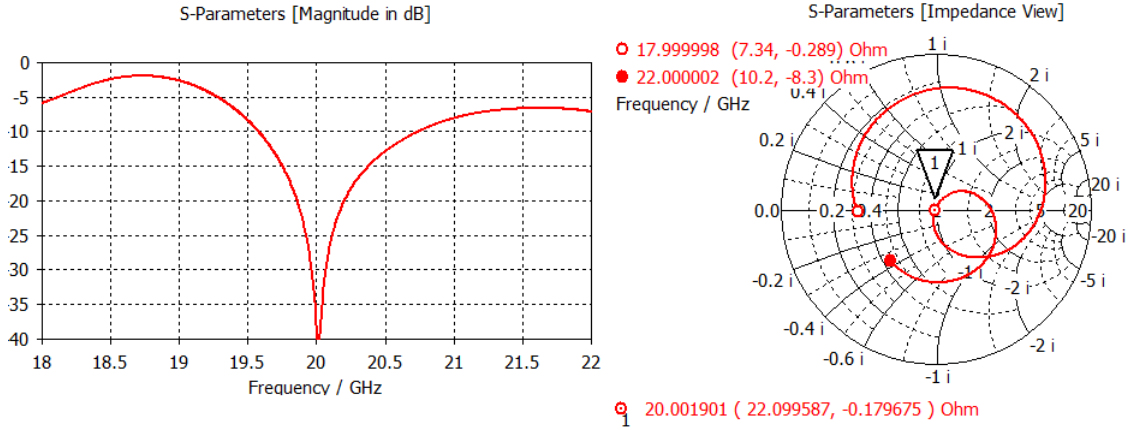


Fig. 4.6. Resultados de adaptación de impedancia con elementos a distancia λ .

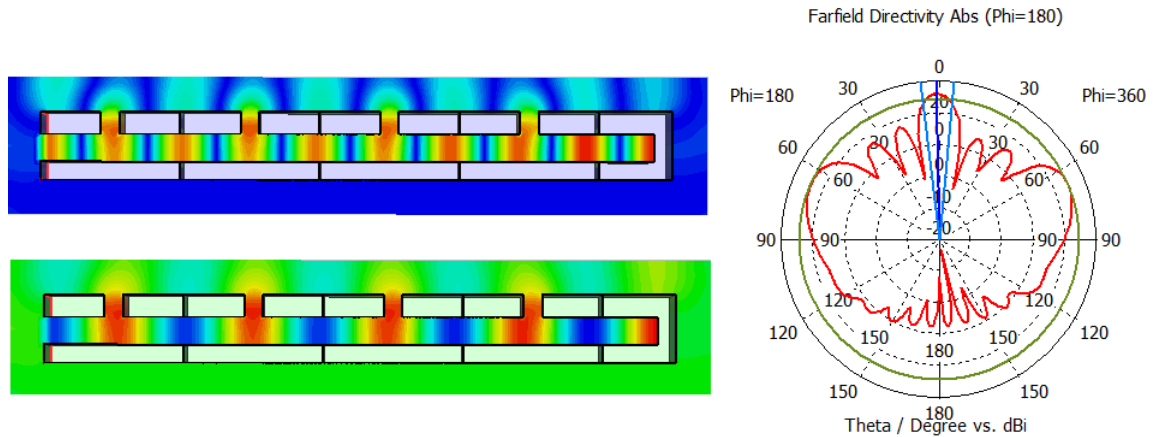


Fig. 4.7. Resultados de propagación y radiación del array de 4 elementos a distancia $\lambda/2$. En el cuadro azul se representa el valor absoluto del campo magnético, en el verde el campo magnético total.

Analizando estos resultados de radiación, figura 4.7, se puede comprobar como el problema del apartado anterior, donde la dirección de radiación era prácticamente la del array endfire, se ha solucionado ampliando la distancia entre elementos, tal y como era de esperar por el problema de las contraposiciones de fase de la corriente asociada al campo magnético. Se obtiene por lo tanto, un array de cuatro elementos que prácticamente radia en la dirección de *broadside* o perpendicular al plano de la antena.

Un nuevo problema puede apreciarse al observar el diagrama de radiación. Puede verse como junto con esta dirección perpendicular esperada, han aparecido también *grating*-

lobes, o lóbulos secundarios a ambos lados del eje *broadside*, aproximadamente a 60° en cada lado.

Este comportamiento físico es provocado por haber separado los elementos a una distancia en el entorno de la longitud de onda en el aire, ya que ésta es prácticamente la misma en el interior de la guía. Los datos extraídos de la simulación se muestran en la tabla 4.3.

TABLA 4.3. RESULTADOS DE RADIACIÓN DEL ARRAY CON LOS ELEMENTOS SEPARADOS λ

Resultado	Descripción	Valor
D	Directividad lóbulo principal	15.84 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	-0.08 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	1°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	12.5°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-1.6 dB

Se aprecia como el array prácticamente radia en dirección *broadside*, al igual que un alto nivel de lóbulos secundarios. Esto proporciona la información de que gran parte de la energía es radiada en direcciones que no se desean.

4.2. Array de 4 elementos con estructura de onda lenta

El problema de los lóbulos secundarios de la sección anterior puede ser resuelto reduciendo la longitud de onda guiada en la línea principal. De esta manera, los elementos excitados en fase estarán separados una distancia menor que λ en el espacio libre.

Para realizarlo hay múltiples opciones, la más común, es rellenar el interior de la guía con un dieléctrico. Otra de las posibles opciones planteables, es la introducción de cargas periódicas a lo largo de la línea de transmisión, provocando que la longitud de onda en su interior sea más pequeña debido a la introducción de esa estructura de onda lenta.

4.2.1. Diseño de las cargas periódicas

Se consideró para este estudio, que una distancia entre elementos de aproximadamente el 80 % de la longitud de onda sería suficiente para eliminar los *grating-lobes*. Esta distancia del 80 % de λ es igual a 12 mm, por lo que hubo que buscar la forma de reducir la longitud de onda esa cantidad.

Las cargas periódicas son pines conductores con forma de paralelepípedo, tienen el efecto de aumentar el camino eléctrico dentro de la guía, produciendo una reducción de la longitud de onda efectiva según la dirección de propagación.

Se comenzó estudiando el comportamiento electromagnético dentro de la guía, sin elementos radiantes. Mediante la modificación de las dimensiones de estas cargas periódicas se busca la longitud de onda deseada, resultando una guía cuyas cargas periódicas quedan definidas en los datos de la tabla 4.4. En la figura 4.8 se muestran las dimensiones más relevantes.

TABLA 4.4. DIMENSIONES DE LAS CARGAS PERIÓDICAS

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frec. de trabajo	20 GHz
λ	Long. de onda	15 mm
λ_{g1}	Long. de onda de la guía cargada	12.28 mm
λ_{g2}	Long. de onda de la guía	15.28 mm
h_c	Altura carga	1 mm
w_c	Ancho carga	3.2 mm
x_c	distancia entre cargas	6.14 mm
x_{1c}	Distancia a la primera carga	1.47 mm

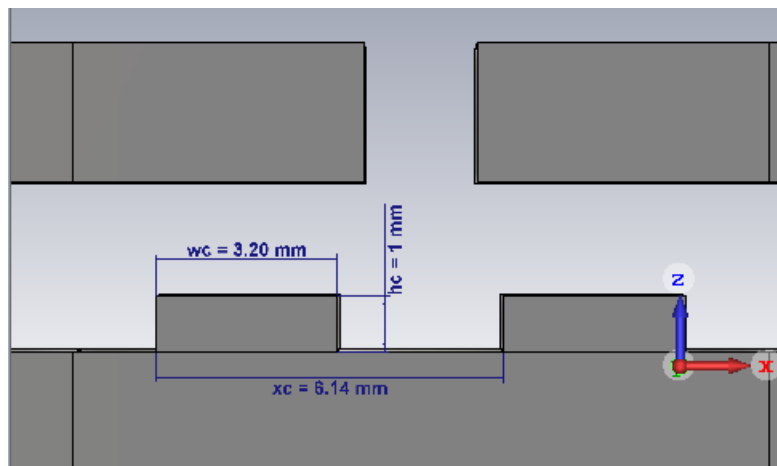


Fig. 4.8. Dimensiones de las cargas periódicas.

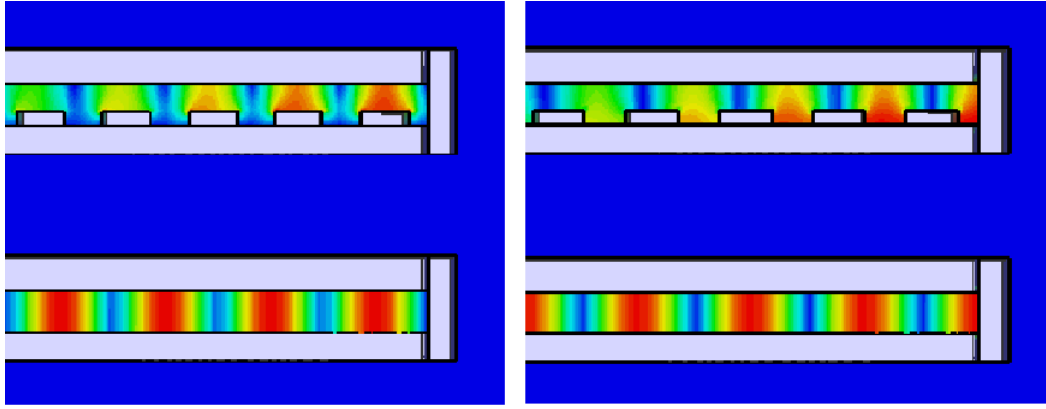


Fig. 4.9. Comparación de longitud de onda en la guía. Valor absoluto del campo eléctrico (izquierda) y del campo magnético (derecha).

En la figura 4.9, se ilustra la diferencia del tamaño de la longitud de onda en la misma guía de placas paralelas, con y sin cargas periódicas en su interior. Puede apreciarse como la distancia entre máximos es diferente, más grande en las imágenes inferiores, tanto en el campo eléctrico (figura izquierda), como en el magnético (figura derecha), ambos estacionarios.

El valor porcentual de esta diferencia corresponde a un 80 % de la longitud de onda en la guía sin cargas λ_{g2} , tabla 4.4.

4.2.2. Array CTS de cargas periódicas

Se trasladaron las cargas diseñadas en el apartado anterior a la guía con elementos CTS a distancia λ , vista anteriormente. Se reajustó la distancia entre elementos, así como la distancia del cierre de la guía al último elemento, ya que después de añadirle las cargas, la longitud de onda cambia y, por lo tanto, todas las dimensiones longitudinales en el espacio de guía que las contiene.

Se hizo coincidir los elementos CTS con los máximos estacionarios del campo magnético, buscando la máxima radiación posible. Debido a la introducción de una carga muy cercana al puerto de inicio de la guía, se le añade una entrada para evitar defectos de simulación y se ajusta para evitar influir en los resultados.

La descripción paramétrica del nuevo array puede consultarse en la tabla 4.5 y en la figura 4.13. La representación, en la figura 4.10.

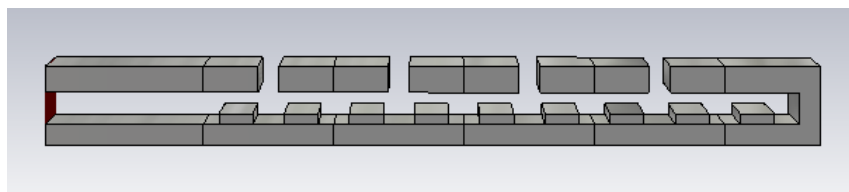


Fig. 4.10. Array CTS de cargas periódicas.

Los resultados de las simulaciones se representan en las posteriores figuras 4.11 y 4.12. Puede apreciarse que la adaptación en este punto no es buena, está en torno a -3 dB, esta cantidad puede entenderse como que la mitad de la energía introducida en el array a través del puerto de entrada es reflejada de vuelta hacia el puerto. Para que el diseño tenga utilidad, este valor debe mejorarse. Sin embargo, en la figura 4.12, es observable que los máximos magnéticos de la onda estacionaria coinciden con las ranuras por las que debe propagarse la señal hacia el exterior. Esto nos indica que la estructura de onda lenta, o cargas periódicas, cumple su objetivo de diseño de acortar la longitud de onda.

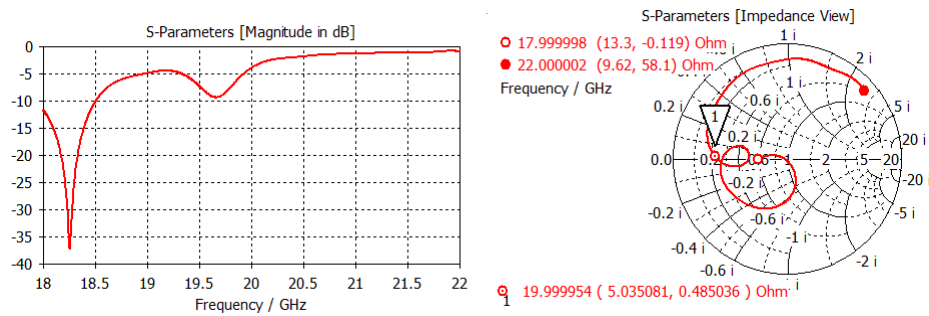


Fig. 4.11. Reflexión e impedancia del array con cargas.

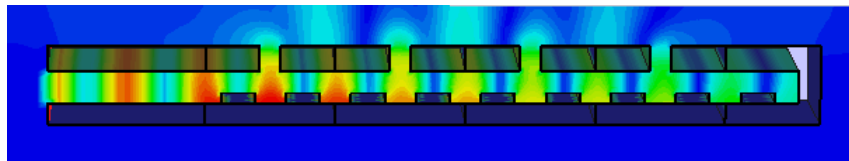


Fig. 4.12. Valor absoluto del campo magnético a lo largo de la guía.

TABLA 4.5. DIMENSIONES DEL ARRAY CON CARGAS PERIÓDICAS

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frec. de trabajo	20 GHz
λ	Long. de onda	15 mm
λ_{g1}	Long. de onda en la guía cargada	12.28 mm
λ_{g2}	Long. de onda en la guía sin cargas	15.28 mm
h_m	Altura metalizaciones	2 mm
w_s	Ancho stub	2 mm
h_s	Altura stub	2.46 mm
h_{aire}	Altura dieléct.	3 mm
L_g	Longitud guía	56.12 mm
L_e	Longitud entrada	14.92 mm
W	Ancho guía	50 mm
L	Longitud elemento CTS	12.28 mm
C	Longitud cierre de guía	7 mm
h_c	Altura carga	1 mm
w_c	Ancho carga	3.2 mm
x_c	distancia entre cargas	6.14 mm
x_{1c}	Distancia a la primera carga	1.47 mm

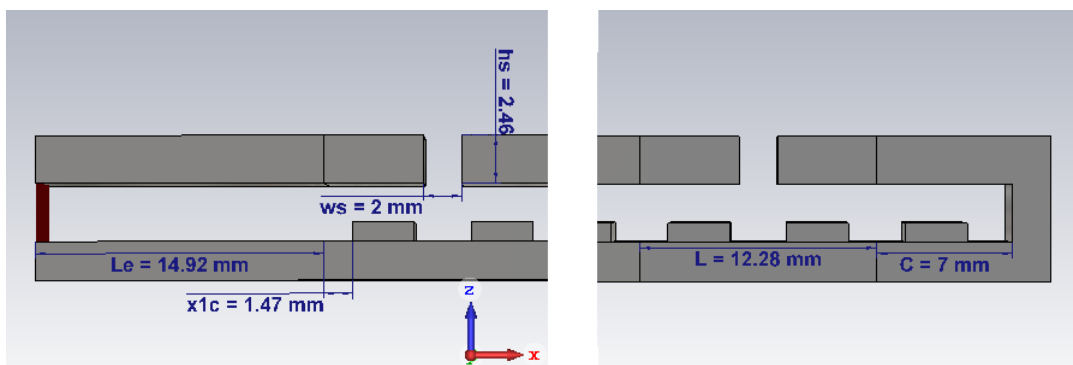


Fig. 4.13. Parámetros geométricos más importantes del array.

Una vez definido el array, se trató de adaptar lo máximo posible, empezando por añadirle un *adaptador de tramo de línea más un stub en serie*.

4.3. Adaptación de array CTS con cargas periódicas

4.3.1. Adaptador tramo de línea más stub en serie

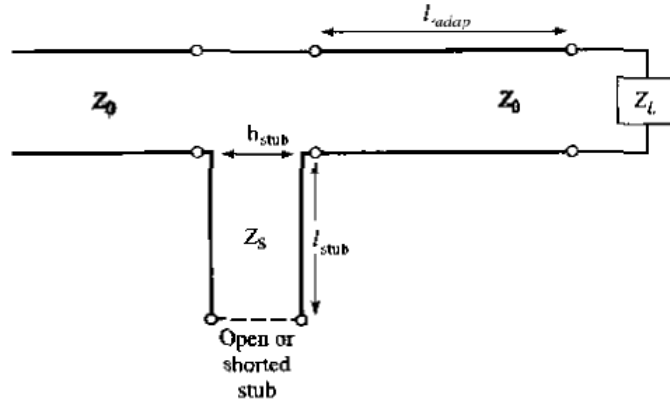


Fig. 4.14. Adaptador tramo de línea más stub en serie. [1]

Este tipo de adaptador trata de adaptar la impedancia vista desde el puerto de entrada en dos pasos, adaptar la parte real de la impedancia y posteriormente la parte imaginaria, utilizando la CS para ello.

En primer lugar, con la ayuda de la CS para los cálculos iniciales y de la optimización realizada con el programa de diseño, se trasladó la distancia del punto central del círculo a la impedancia inicial (módulo del coeficiente de reflexión) al corte con la circunferencia de impedancia real unidad, indistintamente de si es en el semicírculo superior o en el inferior. Se eligió el inferior. En este punto la parte real de la impedancia está teóricamente adaptada, figura 4.15.

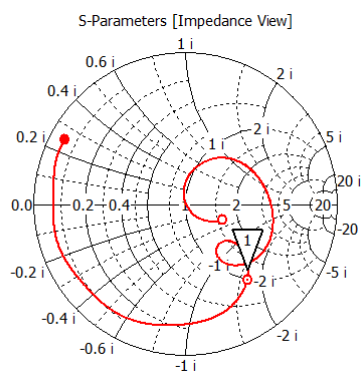


Fig. 4.15. Adaptación de la parte real.

El tramo de línea resultante tendrá una longitud, L_{adap} , igual a 4.75 mm.

En segundo lugar se mide la altura que debe tener el stub. Para ello, se mide la distancia que hay entre el punto de más a la izquierda de la CS y el punto resultante del

corte entre el valor imaginario de la impedancia alcanzada después del paso anterior y la circunferencia exterior, figura 4.16.

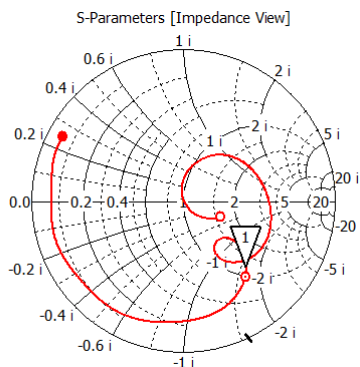


Fig. 4.16. Corte con la circunferencia exterior.

Se inicia la medida de la distancia desde el punto más a la izquierda, debido a que en ese punto de la CS es donde se representan los cortocircuitos, o impedancia cero. Si se desea que el stub de adaptación comience en cortocircuito, como es el caso de este estudio, el inicio de la medida debe estar en este punto, ya que si el inicio del stub fuese abierto, parte de la radiación electromagnética se propagaría de forma no controlada a través de él.

La adaptación resultante de este proceso puede consultarse en la figura 4.17.

En la tabla 4.6, se muestran los valores del adaptador resultante.

TABLA 4.6. DIMENSIONES DEL ADAPTADOR

Parámetro	Descripción	Valor
L_{adap}	Longitud del tramo de línea	4.75 mm
L_{stub}	Longitud del stub (vertical)	2.55 mm
h_{stub}	Ancho del stub (horizontal)	1 mm
h_m	Altura Metalizaciones	3 mm

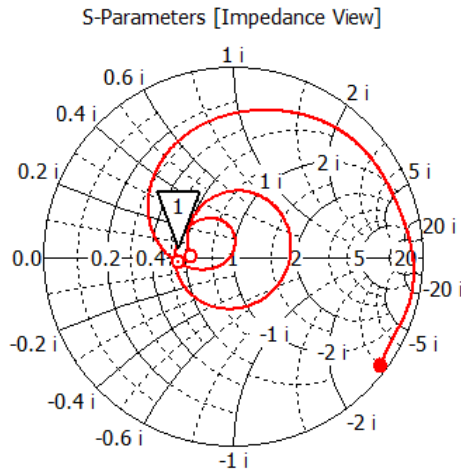


Fig. 4.17. Adaptación conseguida con el adaptador.

Puede comprobarse como ha resultado ser un buen método de adaptación ya que después de realizarlo la impedancia del array está mucho más cerca del centro de la CS y por lo tanto, de la impedancia característica de la línea ($Z_0 = 22,6\Omega$). En cuanto al valor del coeficiente de reflexión, figura 4.18, se puede comparar como es bastante mejor después de añadirle el adaptador, ya que su valor a 20 GHz ronda los -10 dB. Se puede interpretar como que aproximadamente el 90 % de la energía introducida en la guía, es radiada a través de los elementos CTS hacia el exterior.

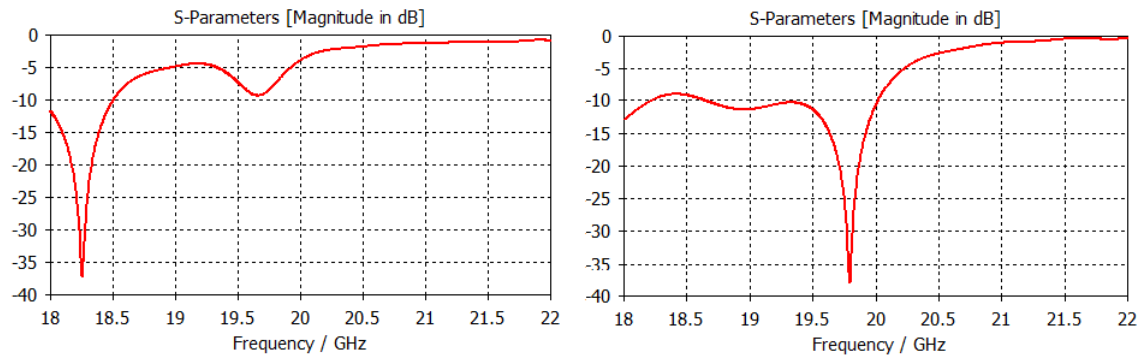


Fig. 4.18. Coeficiente de reflexión después de adaptar. Sin adaptar (izquierda), con adaptador (derecha).

Sin embargo, en la gráfica del coeficiente de reflexión, figura 4.19, puede apreciarse como hay una zona de gran adaptación a $f = 19.796$ GHz. A ese valor de frecuencia es al que espera encontrarse mejor transferencia de energía a través del sistema.

Por otro lado, puede apreciarse que el ancho de banda en adaptación de 10 dB es de 1.366 GHz, siendo éste, bastante inconstante y muy próximo a este umbral durante, aproximadamente, la mitad primera de este canal.

Observando el límite de la ventana de frecuencias definida en la figura a partir de 18 GHz. Parece que la respuesta sigue siendo plana por debajo de este valor frecuencial. Podría conseguirse un mayor ancho de banda si se consiguiera adaptar ese fragmento que supera el umbral de -10 dB. En los próximos pasos se tratará de mejorar la adaptación en busca de mejorar los resultados.

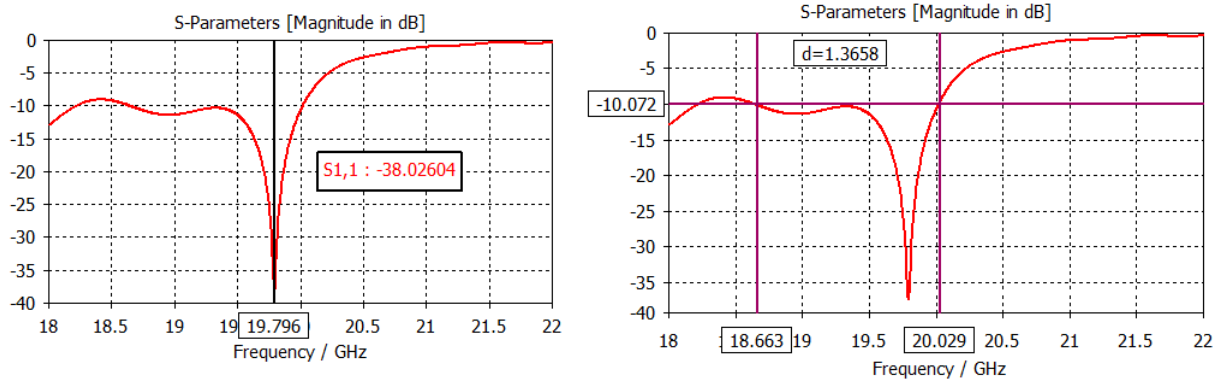


Fig. 4.19. Frecuencia de mínimo valor del coeficiente de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB.

La representación del modelo con adaptador puede verse en la figura 4.20.

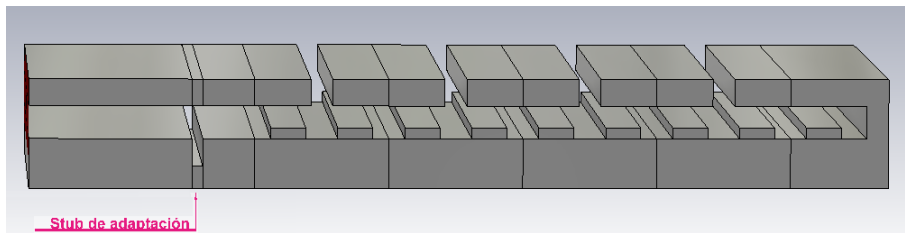


Fig. 4.20. Array con cargas adaptado.

4.3.2. Doble adaptador tramo de línea más stub en serie

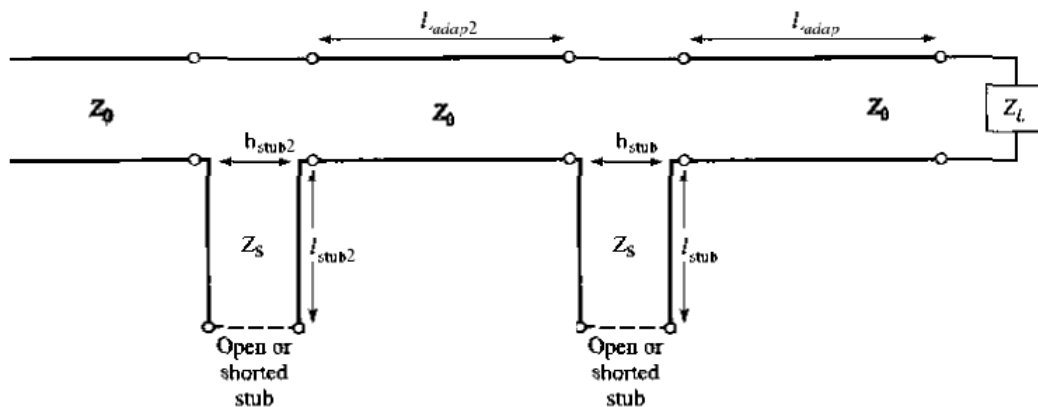


Fig. 4.21. Doble adaptador tramo de línea más stub en serie (imagen obtenida de [1] y modificada).

Se repitió el proceso explicado en el apartado anterior con el propósito de mejorar la adaptación. El nuevo diseño obtenido se muestra en la figura 4.22. Las nuevas distancias del segundo adaptador se obtuvieron por tanteo, buscando la optimización de cada parámetro, primero intentando adaptar la parte real de la impedancia de entrada y asociando esa distancia a L_{adapt2} . Después se realizó la misma operación con la parte imaginaria de la impedancia y asociando ese valor al stub de adaptación acabado en cortocircuito.

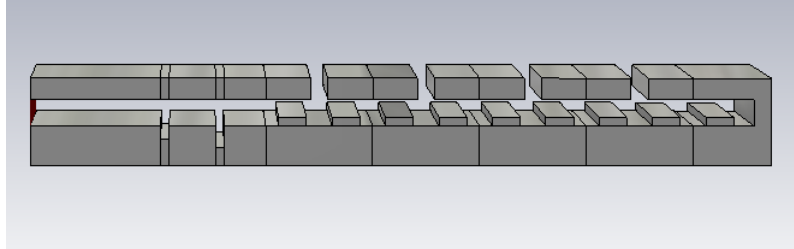


Fig. 4.22. Array con cargas con doble adaptador.

Una vez más, se muestran las dimensiones utilizadas para este diseño del adaptador, tabla 4.7.

TABLA 4.7. DIMENSIONES DEL ADAPTADOR

Parámetro	Descripción	Valor
L_{adapt2}	Longitud del tramo de línea	5.35 mm
L_{stub2}	Longitud del stub (vertical)	1.5 mm
h_{stub2}	Ancho del stub (horizontal)	1 mm

En la figura 4.23, se muestra como se ha mejorado la adaptación a la frecuencia de 20 GHz. Una mejora de unos 5 dB estando ahora a unos -15 dB. Sin embargo, el valor mínimo de la reflexión es prácticamente el mismo. Este valor ahora está más cerca de los 20 GHz, $\approx 19,9$ GHz. Además el ancho de banda se ha reducido, quedando ahora en 1.2 GHz, aproximadamente unos 150 MHz menos que en el caso de un sólo adaptador.

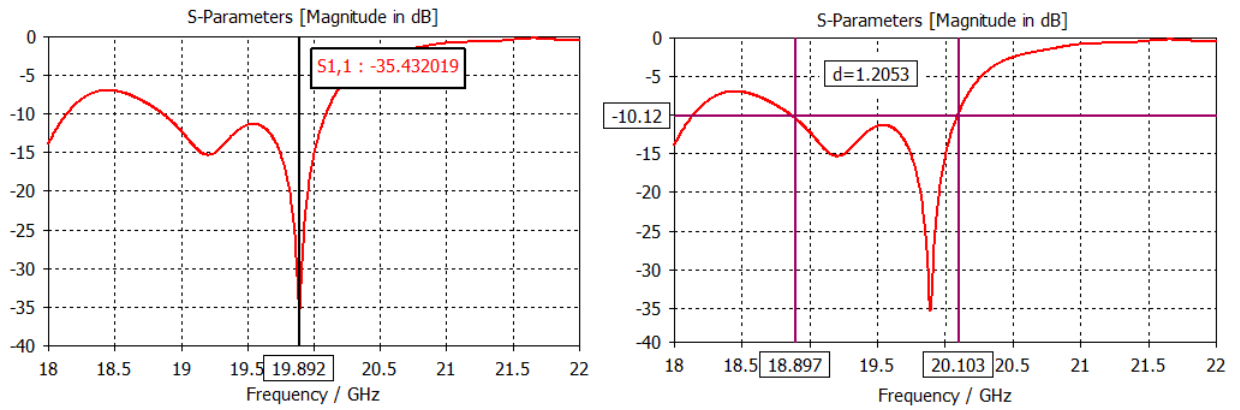


Fig. 4.23. Frecuencia de mínimo valor del coeficiente de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB.

En este caso se vuelve a observar el comportamiento plano por debajo de las frecuencias de 18 GHz. El cruce con el umbral que se daba en el caso anterior a la frecuencia de 18.5 GHz se mantiene, en este caso es un poco más notable.

4.3.3. Triple adaptador tramo de línea más stub en serie

Se muestra el array con entrada adaptadora de tres tramos en la figura 4.24. Se trató de optimizar la adaptación añadiendo un tercer tramo mediante el barrido de parámetros, realizando varios intentos sin conseguir resultados satisfactorios.

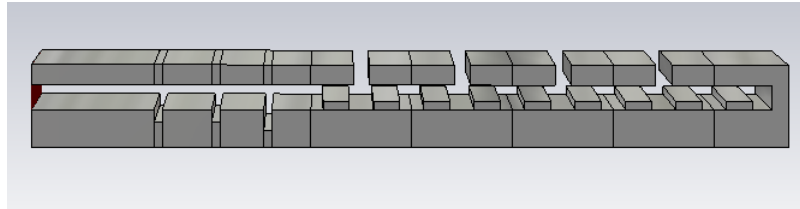


Fig. 4.24. Array con cargas con triple adaptador.

Los resultados de adaptación de este tercer modelo de array adaptado pueden apreciarse en la figura 4.25.

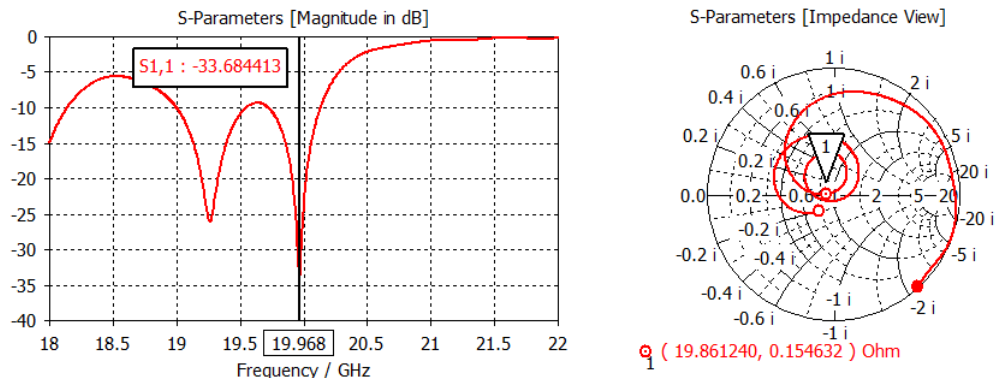


Fig. 4.25. Reflexión e impedancia del array con cargas con triple adaptador.

Al igual que ocurrió al añadir el segundo stub adaptador, por un lado se mejora la adaptación para la frecuencia definida en el inicio del estudio, 20 GHz, pero por otro lado, se empeoran prestaciones como el valor mínimo del coeficiente de reflexión. Ahora se puede apreciar claramente el ancho de banda en adaptación de 10 dB, que prácticamente ha sido dividido entre dos. En vista de los resultados se escogió el array con doble adaptador para su análisis de radiación.

4.4. Prestaciones de radiación del array de estructura de onda lenta con doble adaptador

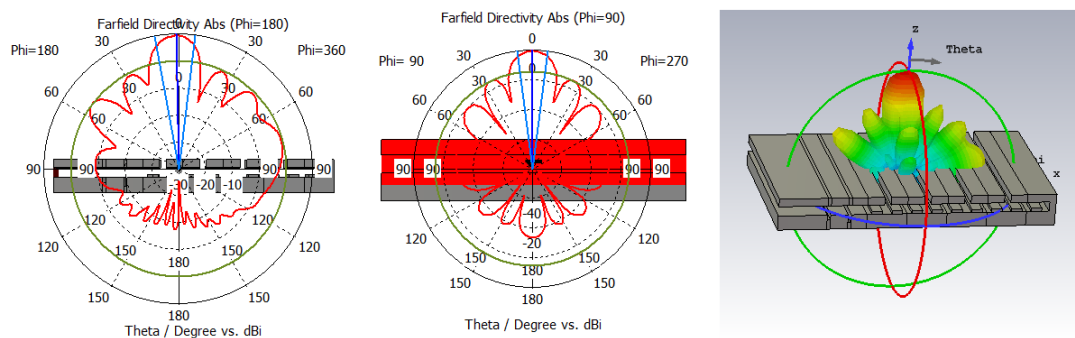


Fig. 4.26. Resultados de radiación del array con cargas con doble adaptador. Plano-E (izq.), plano-H (centro) y 3D (der.)

En la figura 4.26 se muestran de izquierda a derecha: diagrama de radiación visto desde el plano paralelo al lateral de la guía, diagrama de radiación visto desde el plano paralelo al puerto de entrada y diagrama de radiación en tres dimensiones.

Lo primero que cabe mencionar es que, efectivamente con la generación de una onda lenta en el interior de la guía, los *grating-lobes* o lóbulos secundarios han sido eliminados, teniendo un único haz de radiación principal, que apunta aproximadamente en la dirección de *broadside*.

TABLA 4.8. RESULTADOS DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE ESTRUCTURA DE ONDA LENTA CON DOBLE ADAPTADOR

Resultado	Descripción	Valor
D	Directividad lóbulo principal	19.4 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	- 0.18 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	1°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	17.2°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	- 9.3 dB

Debido a las complicaciones para mejorar estos resultados y cumplir de una mejor manera las especificaciones que se descubrieron, se decidió abandonar esta línea de estudio en este punto, pudiéndose retomar más adelante o como futura línea de investigación.

5. ARRAY DE CUATRO ELEMENTOS CTS CON DIELECTRICO DE TEFLÓN

Como segunda alternativa se considerará la posibilidad de utilizar un dieléctrico de relleno en la línea principal para conseguir, de esta manera, reducir la longitud de onda en al menos un 80 % y así eliminar el problema de los *grating-lobes*.

Se definirá un nuevo elemento ranura o elemento CTS, con su interior relleno de un dieléctrico homogéneo a lo largo de la línea, teflón. Se elige este material, con una $\epsilon_r = 2,1$, que garantiza una longitud de onda más pequeña.

La nueva longitud de onda puede calcularse de la siguiente manera:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2\pi}{2\pi f} \times c \times 0,69 = \frac{0,69c}{f} = 0,69\lambda = 10,35mm \quad (5.1)$$

Luego se debería generar una onda lenta en el interior de la guía, que tiene una longitud de onda guiada de $\approx 70\%$ respecto a la longitud de onda en el espacio libre. En el capítulo anterior, con un 80 % de la longitud de onda fue suficiente para eliminar los *grating-lobes*, así que con un 10 % menos esta condición también se debe cumplir.

De esta forma, se trató de buscar un modelo que cumpliera de mejor manera las especificaciones de diseño.

5.1. Diseño del elemento CTS con dieléctrico de teflón

En primer lugar se volvió a definir y optimizar con el programa de simulación, un elemento CTS simple y buscar el diseño que se acerque a las especificaciones, obteniéndose los parámetros mostrados en la tabla 5.1. Como se pudo ver en el diagrama de radiación de la antena del capítulo anterior, la directividad tampoco era demasiado elevada.

También se debe tener en cuenta, al igual que en el capítulo anterior, que el grosor del dieléctrico debe ser menor que un cuarto de la longitud de onda para que solo se propague el modo TEM y no se propaguen modos superiores. En este caso este valor debe ser menor a $\lambda_g/4 = 2,58\text{ mm}$. Se decidió comenzar el diseño con un grosor de dieléctrico de espesor 1 mm. Las características dimensionales del nuevo elemento CTS pueden consultarse en la tabla 5.1. Su representación en tres dimensiones puede verse en la figura 5.2.

TABLA 5.1. DIMENSIONES RANURA Y STUB

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20 GHz
λ	Longitud de onda	15 mm
λ_g	Longitud de onda en la guía	10.35 mm
h_m	Altura metalizaciones	5 mm
L	Longitud tramo de guía	10.36 mm
W	Ancho guía	90 mm
w_s	Ancho del elemento CTS	1.3 mm
h_s	Altura del elemento CTS	2.5 mm
h_{teflon}	Altura dieléctrico	1 mm
L_{final}	Longitud tramo de guía final	5.96 mm
L_{cg}	Longitud cierre de guía	10.36 mm

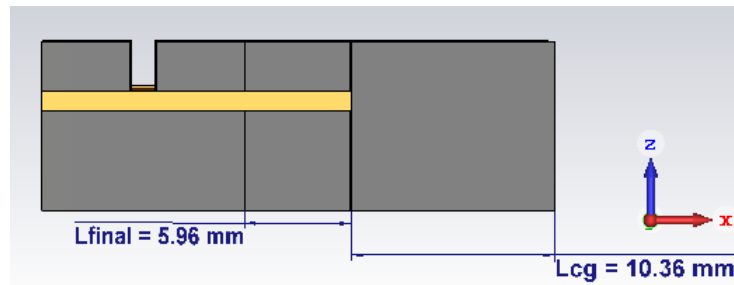


Fig. 5.1. Dimensiones del final de la guía.

El parámetro L_{final} , ha sido obtenido, al igual que en el capítulo anterior, mediante el criterio de ajustar los máximos de radiación magnética en el interior de la guía, con la posición del elemento CTS. Esto puede apreciarse en la figura 5.3.

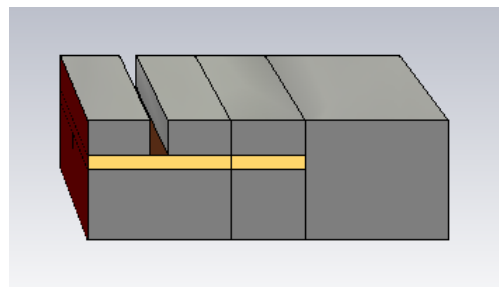


Fig. 5.2. Presentación del elemento CTS con dieléctrico teflón, en amarillo.

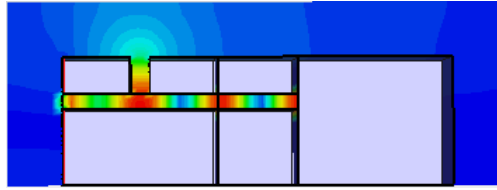


Fig. 5.3. Valor absoluto del campo magnético en el interior de la guía.

En la figura 5.4, puede apreciarse como para $f = 20.083$ GHz se obtiene el valor mínimo del coeficiente de reflexión, o $S_{11} = -8.25$ dB. En la figura también se puede apreciar la adaptación de la impedancia del elemento CTS.

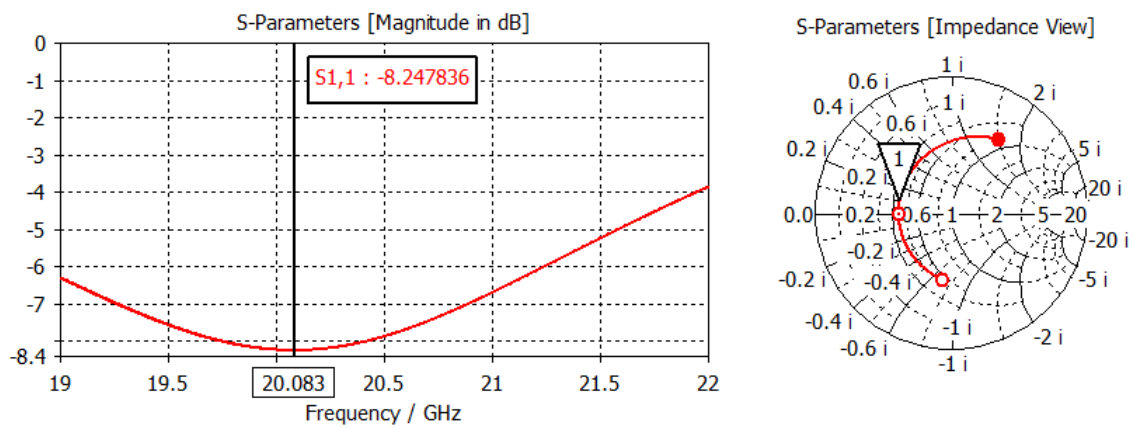


Fig. 5.4. Resultados de reflexión e impedancia, elemento CTS con dieléctrico teflón.

En la figura de los diagramas de radiación en vista polar, figura 5.5, se muestra la radiación del elemento en los planos E y H.

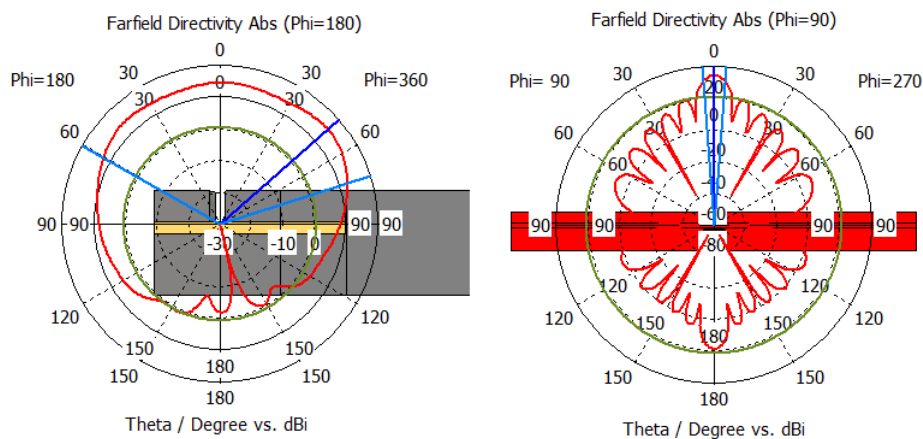


Fig. 5.5. Resultados de radiación. Elemento CTS con dieléctrico teflón. Plano-E (izq.), plano-H (der.).

TABLA 5.2. RESULTADOS DE RADIACIÓN. ELEMENTO CTS CON DIELÉCTRICO TEFLÓN

Resultado	Descripción	Plano Longitudinal	Plano Transversal
D	Directividad lóbulo principal	15.3 dBi	14.5 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	- 0.06 dB	- 0.06 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	49°	0°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	133°	8.4°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-14.5 dB	-13.4 dB

5.1.1. Ampliación superficie de teflón

Se añadió una ampliación de la superficie del dieléctrico añadiendo una distancia de aproximadamente $\lambda/4 = 2.59$ mm en el eje transversal. Sin ampliar la longitud de los elementos CTS. Se cierran los dos laterales de los elementos stub con una metalización de ancho igual a 2.52 mm. Este proceso tiene como objetivo mejorar la reflexión y la adaptación del elemento. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 5.8.

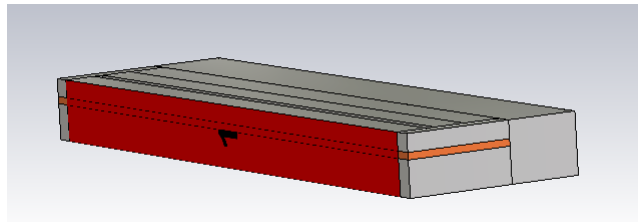


Fig. 5.6. Elemento CTS con dieléctrico teflón y ampliación de laterales.

TABLA 5.3. AMPLIACIÓN LATERAL DE LA GUÍA

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20 GHz
λ	Longitud de onda	15 mm
λ_g	Longitud de onda en la guía	10.35 mm
w_{lg}	Ampliación lateral de la guía	2.52 mm

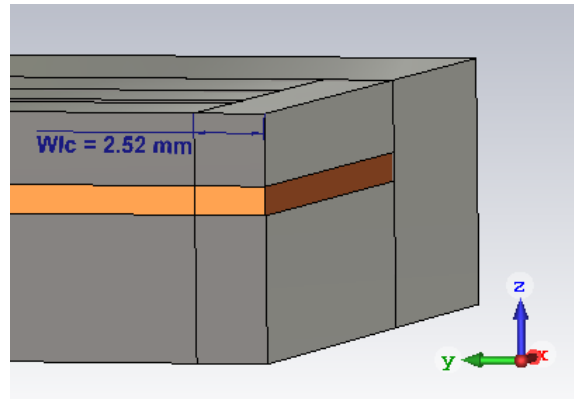


Fig. 5.7. Ampliación lateral de la lámina de teflón y cierre de CTS.

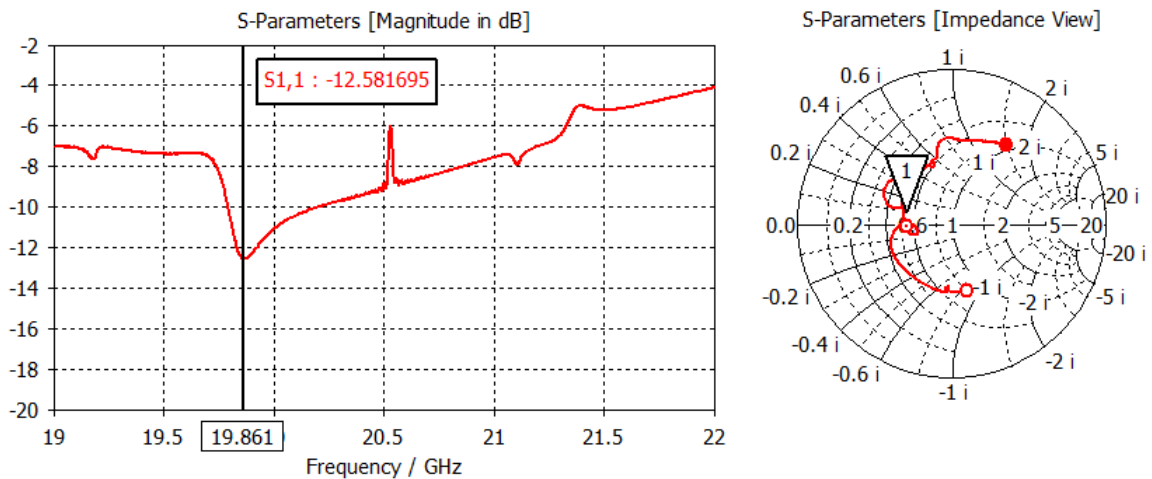


Fig. 5.8. Resultados de reflexión e impedancia. Elemento CTS con dieléctrico teflón y ampliación lateral.

Se aprecia una mejora de la adaptación respecto al caso anterior, figura 5.4. Puede verse como la adaptación ha mejorado unos 3 dB a la frecuencia de 20 GHz. También puede apreciarse como el valor mínimo del coeficiente de reflexión se ha movido unos 200 MHz hacia bajas frecuencias.

Por otro lado, aproximadamente a la frecuencia de 20.5 GHz, se produce un pico de desadaptación bastante notable. Sin embargo, en el próximo apartado se verá como al concatenar varios elementos CTS ese efecto desaparece.

Es previsible, que al utilizar materiales reales, esta desadaptación también desaparezca.

5.2. Diseño del array de 4 elementos con dieléctrico de teflón

Una vez obtenido el diseño del elemento básico, se procede a desarrollar el array de estos elementos buscando formar la antenna completa. Para ello, se replica el elemento CTS y se procede con un estudio básico de cuatro elementos del que se pudieron obtener los resultados de adaptación mostrados en la figura 5.10, así como los resultados de radiación mostrados en la figura 5.11.

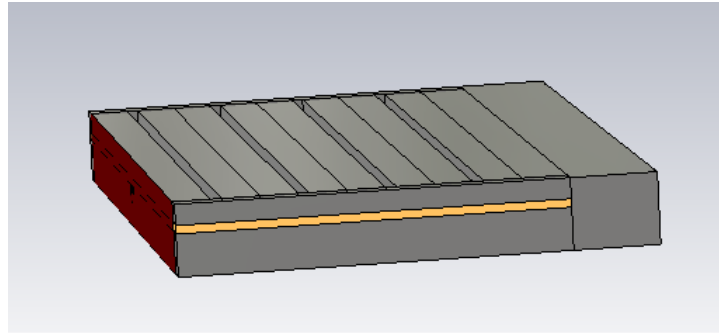


Fig. 5.9. Array de 4 elementos CTS con dieléctrico teflón.

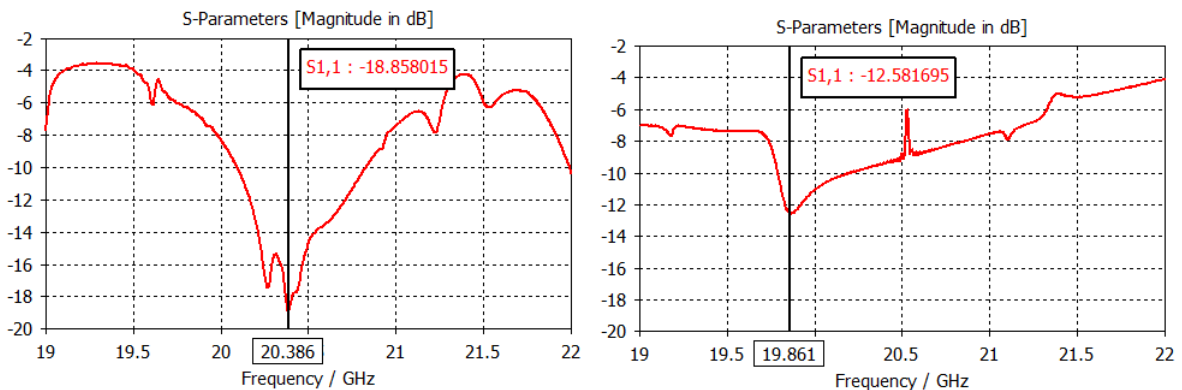


Fig. 5.10. Resultados de reflexión. Array CTS de 4 elementos con dieléctrico teflón (izquierda), elemento CTS (derecha).

Comparando la gráfica del array frente a la del elemento CTS, figura 5.10, se aprecian diferencias significativas. Por un lado, el array tiene una mayor adaptación máxima y toda la zona frecuencial que tiene un funcionamiento inferior a los -10 dB está por encima de los 20 GHz, siendo además, mayor este rango. Esto significa que obtenemos mayor ancho de banda en adaptación de 10 dB.

Por otro lado, se observa como el pico de desadaptación que se produjo en el apartado anterior, desaparece al concatenar varios elementos CTS.

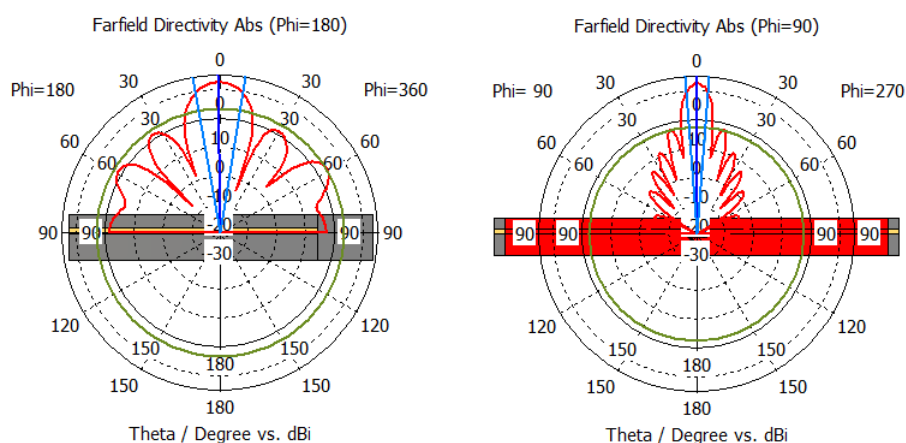


Fig. 5.11. Resultados de radiación. Array CTS de 4 elementos con dieléctrico teflón. Plano-E (izquierda), Plano-H (derecha).

5.2.1. Comparación con array de 4 elementos CTS con estructura de onda lenta

TABLA 5.4. COMPARACIÓN DE RESULTADOS CON ARRAY DE CARGAS PERIÓDICAS

Resultado	Descripción	Onda lenta	Teflón
D	Directividad lóbulo principal	19.4 dBi	22.3 dBi
η_r	Eficiencia de radiación	- 0.18 dB	-0.06 dB
θ	Ángulo lóbulo principal	1°	1°
θ_{3dB}	Ángulo a 3 dB	17.2°	19.1°
SLL (Side Lobe Level)	Nivel de lóbulo secundario	-9.3 dB	-9.1 dB
BW_{10dB}	Ancho de banda en adaptación de 10 dB	1.22 GHz	0.74 GHz
BW_{15dB}	Ancho de banda en adaptación de 15dB	232 MHz	255 MHz

Comparando los resultados de la tabla 5.4, puede apreciarse como el array de teflón tiene mayor potencial de cumplir las especificaciones, para un diseño con mayor número de elementos y por lo tanto, más directivo. Se puede apreciar como en la mayor parte de los campos de la tabla, los dos arrays de cuatro elementos son muy parecidos, con diferencias poco significativas salvo en tres parámetros: directividad (D), eficiencia de radiación (η_r), y ancho de banda en adaptación de 10 dB (BW_{10dB}), donde el de teflón es aparentemente mucho peor.

Conviene destacar, que el teflón utilizado durante todo el proceso de diseño es ideal, al igual que el resto de materiales. Los materiales ideales no introducen pérdidas, por lo que los resultados de eficiencia de radiación y ganancia no se ven afectados y no son completamente realistas. Esta decisión se tomó porque se buscaba una cota de la eficiencia, utilizando materiales reales los resultados son ligeramente peores.

Directividad (D): Es la magnitud que indica la capacidad de concentrar la energía que se radia en una dirección determinada. Puede verse en la tabla que ésta es casi 3 dB más alta en el array de teflón que en el de estructura de onda lenta.

Eficiencia de radiación (η_r): La eficiencia de radiación es la magnitud que relaciona la potencia que se inyecta en la guía, frente a la que se radia hacia el exterior. Cuanto más cerca esté de 0 dB mejor eficiencia de radiación. En la tabla puede consultarse que este valor es 0.12 dB más alto en el array de teflón.

Ganancia IEEE (G): La ganancia IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers* o Instituto de Ingenieros Electricos y Electrónicos) es el producto de la directividad por la eficiencia de radiación.

$$G = \eta_r \times D \approx D \quad (5.2)$$

Al haberse utilizado teflón ideal, las pérdidas óhmicas son nulas y por tanto la eficiencia de radiación es del 100 %. Si se hubiera utilizado teflón real, éste habría introducido pérdidas óhmicas, habría provocado que bajara la eficiencia de radiación y por tanto, la ganancia. Sin embargo, en el caso ideal aquí mostrado éste efecto no se manifiesta.

Ancho de banda en adaptación de 10 dB (BW_{10dB}): Este parámetro indica el rango de frecuencias en el que la antena emite devolviendo una energía máxima al inicio de la guía de 10 dB por debajo de la energía que se introdujo en un primer momento.

En este caso, según se puede ver en la tabla, el valor de esta magnitud es claramente superior en el array de estructura de onda lenta. Sin embargo, si se consulta también la figura 4.23, puede verse como éste valor es muy próximo al umbral de -10 dB alrededor de la frecuencia de 19.5 GHz. Este detalle es importante a la hora de decidir cuál es que tiene mayor potencial respecto a este parámetro si se pretende construir en un laboratorio, ya que, al mínimo que variase un poco el resultado en el modelo construido respecto al simulado, podría empeorar muy notablemente. Reduciendo el ancho de banda considerablemente.

Por otro lado, en la representación del coeficiente de reflexión del array con teflón, figura 5.10, puede apreciarse cómo todo el espectro comprendido por debajo del umbral

de -10 dB, se mantiene claramente bajo él, llegando al mínimo aproximadamente en la mitad de este espectro (≈ 20.4 GHz).

6. ARRAY DE DIEZ ELEMENTOS CTS CON DIELECTRICO DE TEFLÓN

Se decidió diseñar un array con un mayor número de elementos CTS para mejorar la directividad y que el lóbulo principal sea lo más estrecho posible. Se estimó que diez de estos elementos serían un buen número. Así se consiguió una apertura más o menos cuadrada que generaría un lóbulo principal de la misma directividad en los planos transversal y longitudinal. Se seleccionó el modelo de teflón por ser el de mayor potencial de buen funcionamiento.

6.1. Diseño del array de 10 elementos

Se replicó el elemento CTS de teflón hasta formar un array de diez elementos y compararlo con el de cuatro elementos en términos de adaptación y de radiación. Todos los materiales siguen siendo ideales, PEC y teflón. Las condiciones de contorno en los laterales de la guía siguen siendo de PMC.

El array es presentado en la figura 6.1.

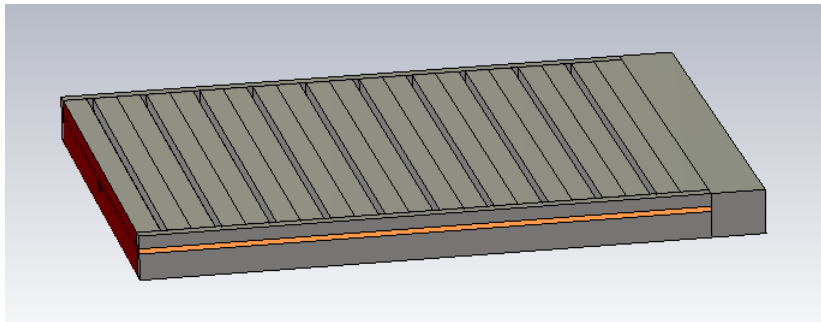


Fig. 6.1. Presentación del array de 10 elementos

La adaptación conseguida en este momento fue bastante reducida (≈ -6 dB) a la frecuencia de 20 GHz, por lo que no se incluyen los resultados en este punto. Se solucionó este problema añadiendo una entrada adaptadora cuyas dimensiones se incluyen en la tabla 6.1.

6.1.1. Entrada para adaptación

Se trató de mejorar los resultados del array añadiéndole una entrada adaptadora de teflón. No se obtuvieron mejoras en la adaptación. Se probó utilizando dieléctrico aire y se obtuvieron mejores resultados. Se alargó la guía una distancia de 18.75 mm, siendo

esta la distancia a la que se encontró una mejor adaptación, los resultados son mostrados en la figura 6.2.

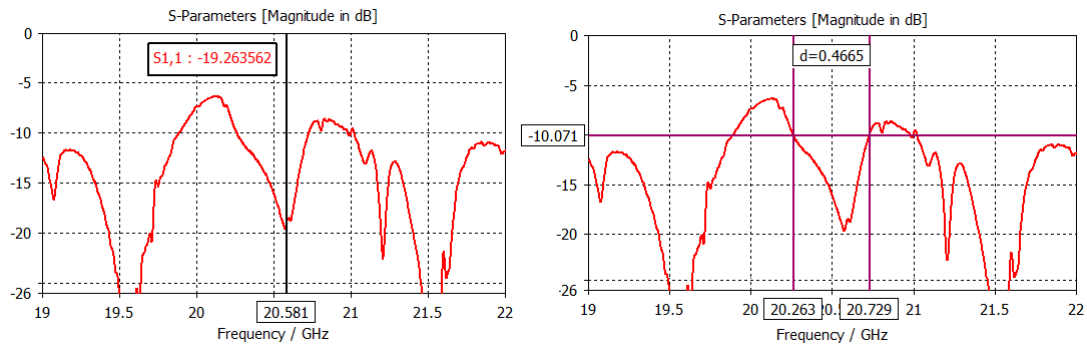


Fig. 6.2. Resultados de adaptación y ancho ancho de banda en adaptación de 10 dB con entrada 1 mm.

Se mejoró gracias a este proceso, sin embargo, no se obtienen los valores esperados, dado el supuesto potencial del elemento CTS diseñado.

Finalmente, se consiguió un mejor resultado construyendo una entrada adaptadora de la misma longitud que la anterior, 18.75 mm. Con una altura de dieléctrico aire igual a 1.5 mm, a diferencia del caso anterior, que la altura era de 1 mm. Este resultado de adaptación se muestra en la figura 6.4.

Se obtuvo un ancho de banda en adaptación de 10 dB de aproximadamente 760 MHz en el rango comprendido entre los 20.017 y los 20.775 GHz. Con una adaptación máxima, o coeficiente de reflexión mínimo de -21.63 dB a la frecuencia de 20.65 GHz.

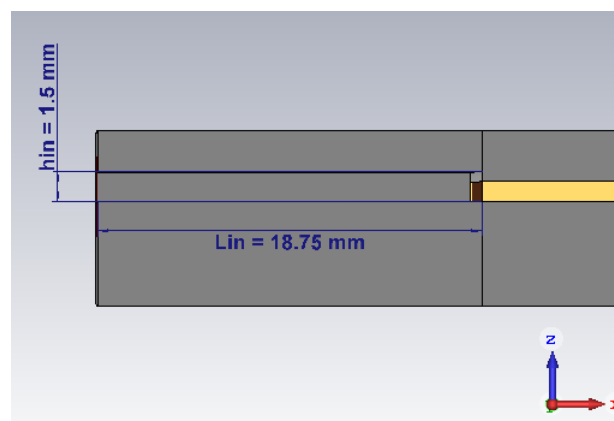


Fig. 6.3. Dimensiones de la entrada adaptadora.

TABLA 6.1. DIMENSIONES DE LA ENTRADA PARA ADAPTACIÓN

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20 GHz
λ	Longitud de onda	15 mm
λ_g	Longitud de onda en la guía	10.35 mm
L_{in}	Longitud de la entrada	18.75 mm
h_{in}	Altura de la entrada	1.5 mm

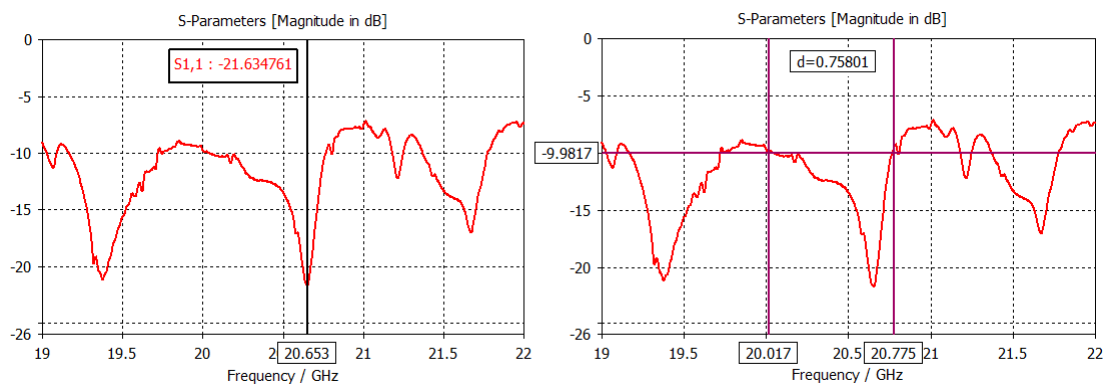


Fig. 6.4. Resultados de adaptación del array de 10 elementos, con entrada de 1.5 mm

6.1.2. Cierre lateral de la guía con conductores

Al diseño previo se le añadió un cierre lateral metálico en ambos lados del array para reforzar la estructura y además, como límite de propagación de la energía para evitar componentes radiantes hacia el exterior por los laterales de la guía.

Esto va a dar lugar a un campo que no es uniforme en la sección transversal, a diferencia del que se conseguía utilizando la condición de contorno en los laterales de tipo PMC. Esto dará lugar a un *tapering* o estrechamiento en la distribución (campo $\vec{E} = 0$ en los límites laterales) y, por lo tanto, un ensanchamiento en el lóbulo principal y una disminución de los lóbulos secundarios.

Esta decisión se tomó, una vez más, por simplicidad de construcción. De todas las opciones planteadas para el diseño de este cierre, ésta sería la más sencilla de realizar en laboratorio y es perfectamente válida para el propósito del estudio.

El modelo de array definitivo de este estudio es presentado en la figura 6.5

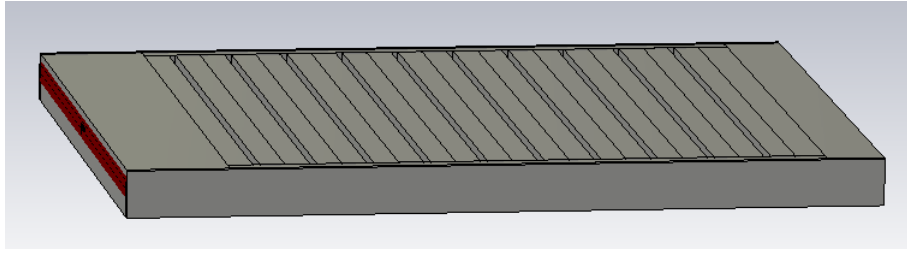


Fig. 6.5. Array resultante después de añadirle los cierres laterales.

Los resultados de adaptación máxima y ancho de banda en adaptación de 10 dB pueden verse en la figura 6.6. Se puede ver como el valor mínimo del coeficiente de reflexión y, por lo tanto, el valor máximo de adaptación (dentro del rango definido, mayor a 20 GHz), es de -21.5 dB y se localiza en la frecuencia de 20.67 GHz. El ancho de banda en adaptación de 10 dB es de unos 870 MHz.

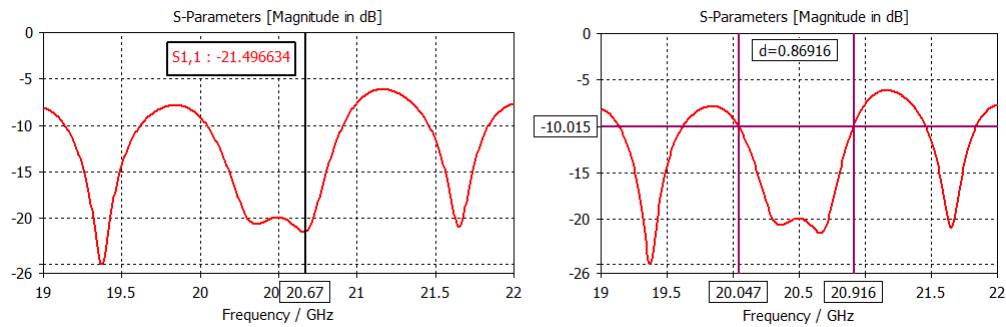


Fig. 6.6. Resultados de adaptación y ancho de banda del array.

Las dos paredes laterales recién añadidas al modelo quedan definidas por los tres nuevos parámetros contenidos en la tabla 6.2. Cabe mencionar, que el parámetro $L_{lateral}$ es de la misma longitud que el array completo. También, que el parámetro $h_{lateral}$ es de la misma altura que el array completo.

TABLA 6.2. DIMENSIONES DEL CIERRE LATERAL

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20 GHz
λ	Longitud de onda	15 mm
λ_g	Longitud de onda en la guía	10.35 mm
$L_{lateral}$	Longitud de la tapa lateral	138.10 mm
$h_{lateral}$	Altura de la tapa lateral	8.50 mm
$w_{lateral}$	Ancho de la tapa lateral	1 mm

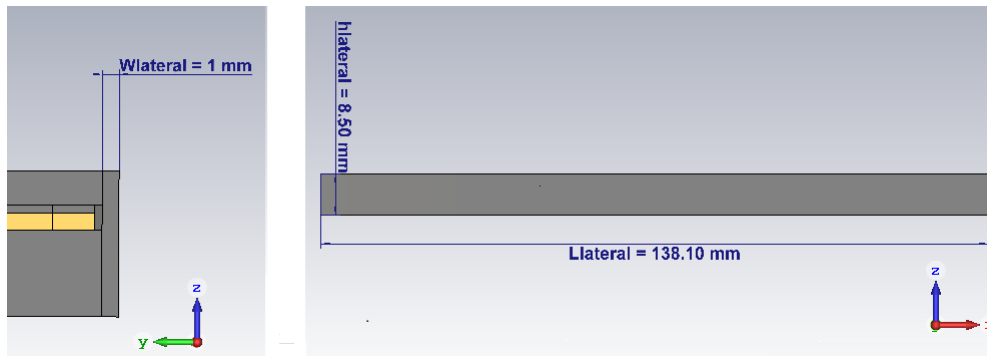


Fig. 6.7. Representación de las nuevas dimensiones.

6.1.3. Comparación de resultados de radiación entre diferentes frecuencias.

A continuación se muestra la comparación que se realizó entre las distintas frecuencias comprendidas dentro del rango definido.

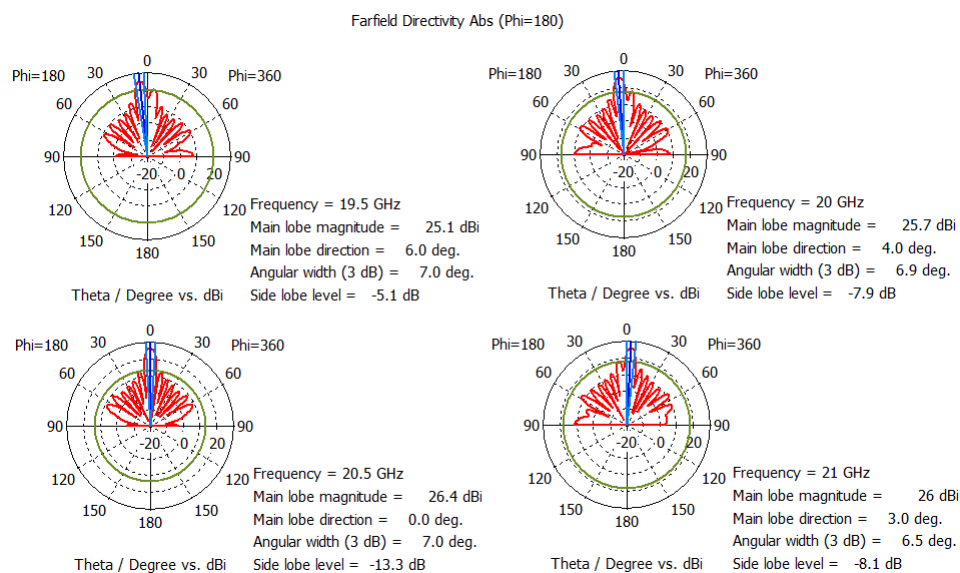


Fig. 6.8. Comparación del diagrama de radiación a diferentes frecuencias en el plano-E.

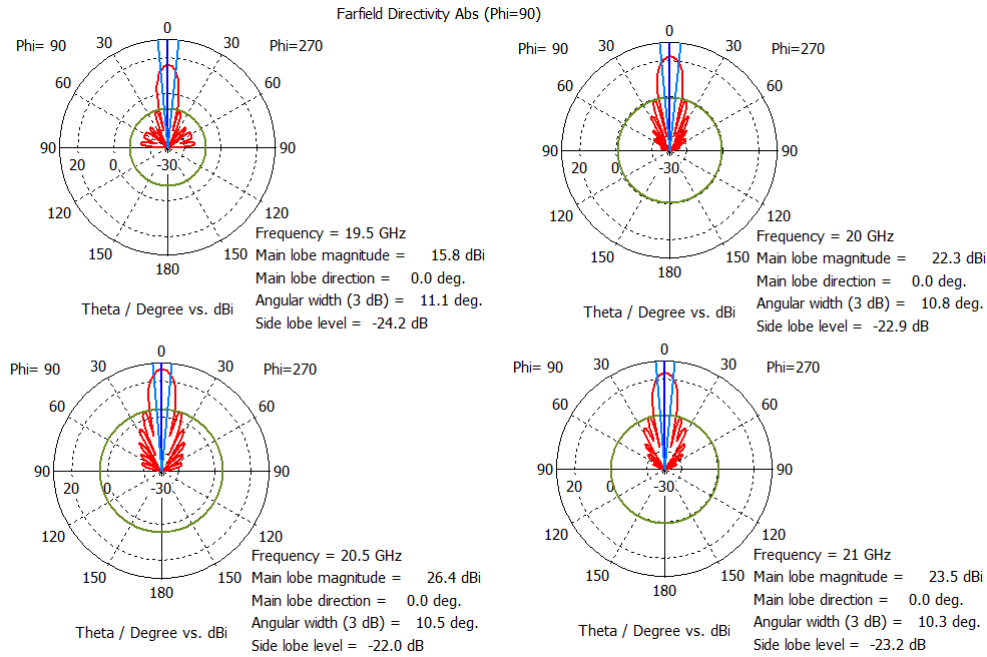


Fig. 6.9. Comparación del diagrama de radiación a diferentes frecuencias en el plano-H.

Según puede consultarse en la figura 6.8, a la frecuencia de 20.5 GHz el array radia completamente en la dirección de *broadside* (0.0°), teniendo una mejor directividad (26.4 dBi).

Con un SLL, o nivel de lóbulo secundario, de -13.3 dB, correspondiente al campo radiado por una distribución uniforme (todos los elementos del array están excitados con la misma amplitud y fase), esto demuestra que el array de elementos CTS se está excitando de forma apropiada, radiándose la misma la energía por cada CTS.

Además, como se pudo ver en la figura 6.6, el BW_{10dB} está centrado aproximadamente en la frecuencia de 20.5 GHz. Por razones de tiempo se continuó trabajando con esta frecuencia central, se podría llevar a cabo un ajuste final a 20 GHz escalando convenientemente las dimensiones del array.

7. MONTAJE FINAL DE ANTENA CTS DE ALIMENTACIÓN SERIE

Una vez obtenido el array que formaría la antena completa, se procedió a diseñar un mecanismo de excitación que transformara la energía introducida en una guía de placas paralelas y la condujera, con un frente de onda lo más plano posible hasta la entrada del array partiendo de una excitación de tipo sonda coaxial, que es fácil de implementar y sencilla de modelar en las simulaciones.

7.1. Diseño del mecanismo de excitación para alimentación serie

Para este diseño, se decidió utilizar una aproximación a una antena *pillbox* [9], también conocida como antena *cheese*, con la intención de generar un frente de onda aproximadamente plano mediante la transformación de la propagación de la energía introducida por un cable coaxial de $50\ \Omega$, utilizado como interfaz entre la antena y el resto de un posible sistema que se encargue del proceso de la señal y de la información contenida en ella.

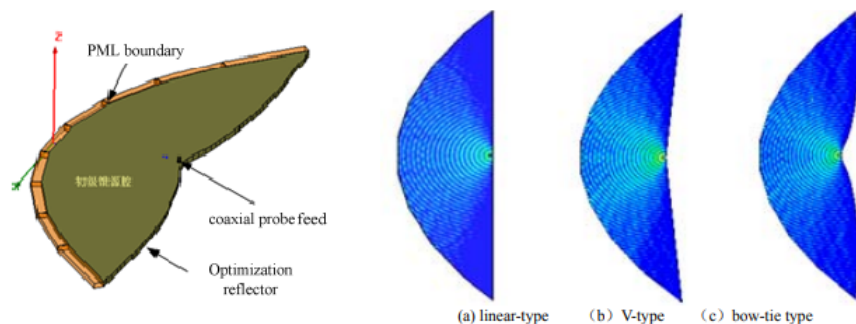


Fig. 7.1. Ejemplo de antena pillbox. [9]

Se diseñó un reflector parabólico de forma que ocupara todo el espacio vertical en el interior de la guía, en un extremo enfrentado a la entrada del array. Con unas dimensiones que posibilitaran su uso conjunto, a una frecuencia de 20.5 GHz, por ser aproximadamente la frecuencia central de la banda de adaptación a 10 dB.

La parábola se define como el "conjunto de todos los puntos en un plano que son equidistantes de un punto fijo y de una recta fija en el plano. El punto se llama foco y la recta fija, directriz." [10]

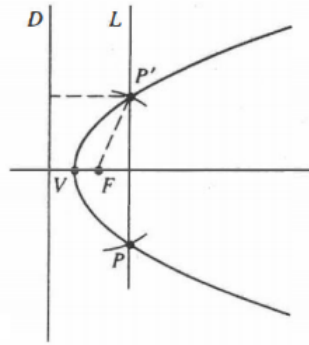


Fig. 7.2. Representación de una parábola. [10]

Esta geometría aplicada al caso del estudio consiste en que toda la energía introducida desde el foco y que se refleje en la pared parabólica, formará un frente de onda plano en la entrada del array. Es un caso similar al de las antenas parabólicas, la única diferencia es que en estas últimas la estructura reflectante es un paraboloide.

Siguiendo esta definición, el mecanismo de excitación queda completamente definido por los parámetros especificados en la tabla 7.1. Se representa el modelo obtenido en la figura 7.3. Se muestra el interior de la guía y el reflector parabólico resultante en la parte izquierda de la figura, así como la sonda coaxial colocada en el foco de la parábola y el elemento de bloqueo que permite evitar que las componentes propagantes longitudinalmente hacia el final de la guía se propaguen, provocando así, que todas las componentes que finalmente avanzarán a lo largo de la guía hayan sido previamente reflejadas por el reflector parabólico y de esta manera, se genere un frente de onda lo más plano posible.

En la parte de la derecha de la figura, se muestra el puerto de la sonda coaxial, representada como un círculo pequeño en el inferior de la guía de placas paralelas. Siendo ésta, la forma de unir la antena con el resto del hipotético sistema de comunicaciones.

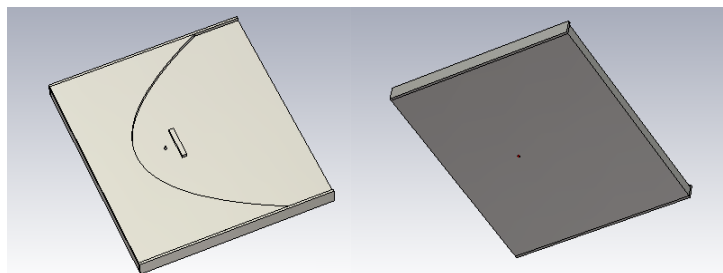


Fig. 7.3. Presentación del mecanismo de excitación coaxial-parabólico.

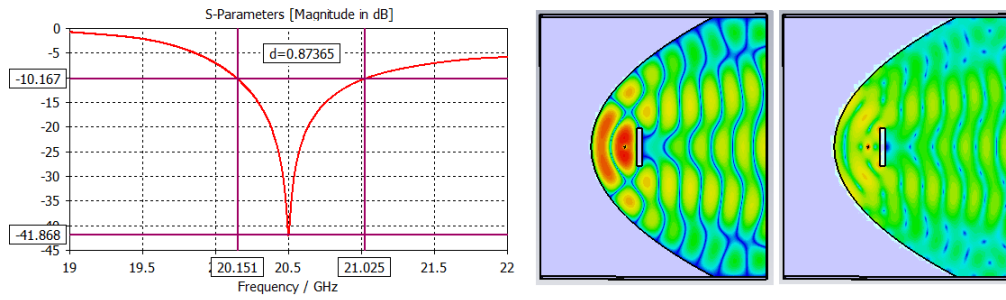


Fig. 7.4. Resultados de adaptación y frente de onda, campo magnético absoluto(derecha) y campo eléctrico absoluto(centro).

En la figura 7.4, se aprecia como se ha obtenido un ancho de banda en adaptación de 10 dB, de unos 870 MHz. Habiendo utilizado una impedancia de referencia de 50Ω , del cable coaxial que excitará a la sonda, se obtuvo una adaptación máxima a la frecuencia de 20.5 GHz.

También, en la parte derecha de la figura se muestra, a la izquierda, el campo eléctrico y a la derecha, el campo magnético absolutos. Puede interpretarse como que es un frente de onda más o menos plano, en el sentido que la señal se propaga con una fase más o menos constante en cualquier plano transversal de la guía. Combinando ambos aspectos (adaptación y frente de onda obtenidos) se procedió a hacer un diseño completo, uniendo el mecanismo de excitación diseñado, con el array previamente construido.

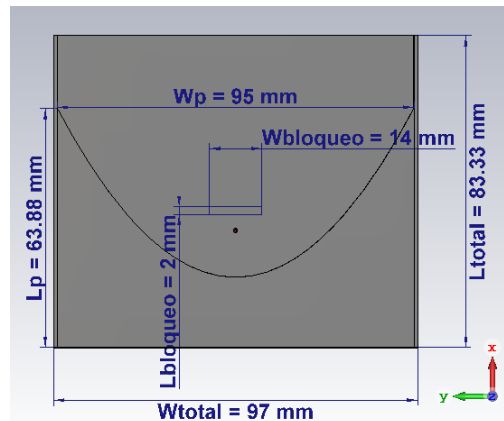


Fig. 7.5. Dimensiones del mecanismo de excitación parabólico.

TABLA 7.1. DIMENSIONES DEL MECANISMO DE EXCITACIÓN
PARABÓLICO

Parámetro	Descripción	Valor
f	Frecuencia de trabajo	20.5 GHz
λ	Longitud de onda	14.63 mm
a	Parámetro de la parábola	0.02
L_p	Longitud del reflector parabólico	63.88 mm
W_p	Ancho del reflector parabólico	95 mm
h_p	Altura del reflector parabólico	1.5 mm
R_1	Radio del conductor interno coaxial	0.25 mm
R_2	Radio del conductor externo coaxial	0.575 mm
$D_{bloqueo}$	Distancia de la sonda al bloqueo	4.3 mm
$L_{bloqueo}$	Longitud del bloqueo	2 mm
$w_{bloqueo}$	Ancho del bloqueo	14 mm
$h_{bloqueo}$	Altura del bloqueo	1.5 mm
L_{Total}	Longitud del mecanismo de excitación	83.33 mm
W_{Total}	Ancho del mecanismo de excitación	97 mm
h_{Total}	Altura del mecanismo de excitación	6.5 mm

7.2. Antena CTS broadside, con alimentación serie

En este apartado se muestra cuál fue el montaje final de la antena CTS y sus resultados. Se procedió, uniendo el mecanismo de excitación parabólico diseñado en el apartado anterior con el array de diez elementos CTS, de dieléctrico teflón y entrada adaptadora de aire.

En la figura 7.6 se muestra la unión del mecanismo de excitación (con y sin tapa superior) con el array CTS, obteniéndose la antena planar definitiva de este estudio. En la parte derecha de la figura se muestra una vista inferior al plano de masa, donde se muestra la sonda del cable coaxial, en forma de puerto de guía de onda.

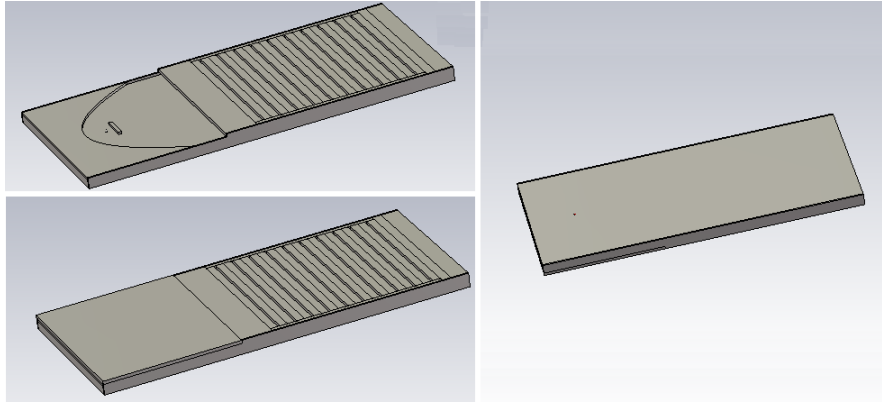


Fig. 7.6. Presentación de la antena CTS broadside.

También se muestra, en la figura 7.7, las dimensiones finales de la estructura planar, que en este estudio se ha llamado antena CTS *broadside*.

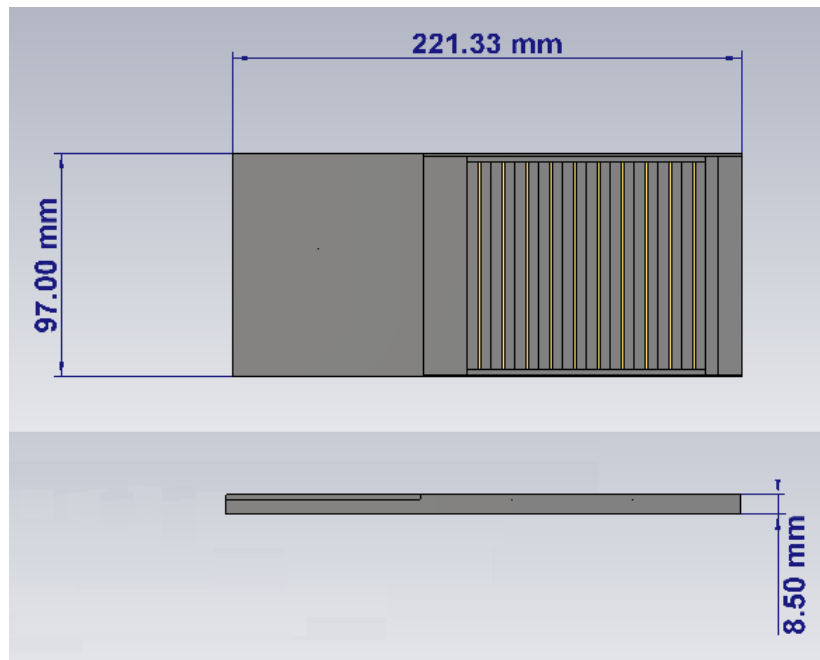


Fig. 7.7. Dimensiones de la antena CTS broadside.

Se obtuvo, por lo tanto, una guía rectangular de placas paralelas por la que se propaga la señal, hasta que alcanza el array de elementos CTS y radia hacia el exterior. Los resultados de reflexión y ancho de banda en adaptación de 10 dB pueden observarse en la figura 7.8. Se puede apreciar, como el ancho de banda en adaptación de 10 dB del montaje completo está aproximadamente en 800 MHz y la frecuencia central es aproximadamente 20.5 GHz. A esta frecuencia, la adaptación es de unos -21.2 dB y el valor mínimo obtenido es de -51.4 dB a una frecuencia de unos 20.83 GHz.

Por otro lado, en la parte derecha de la misma figura, puede observarse la CS que muestra que a la frecuencia de trabajo seleccionada, la antena está prácticamente adapta-

da, completamente adaptada en la parte real, resistiva. La impedancia característica de la línea es de 50Ω como en el caso anterior.

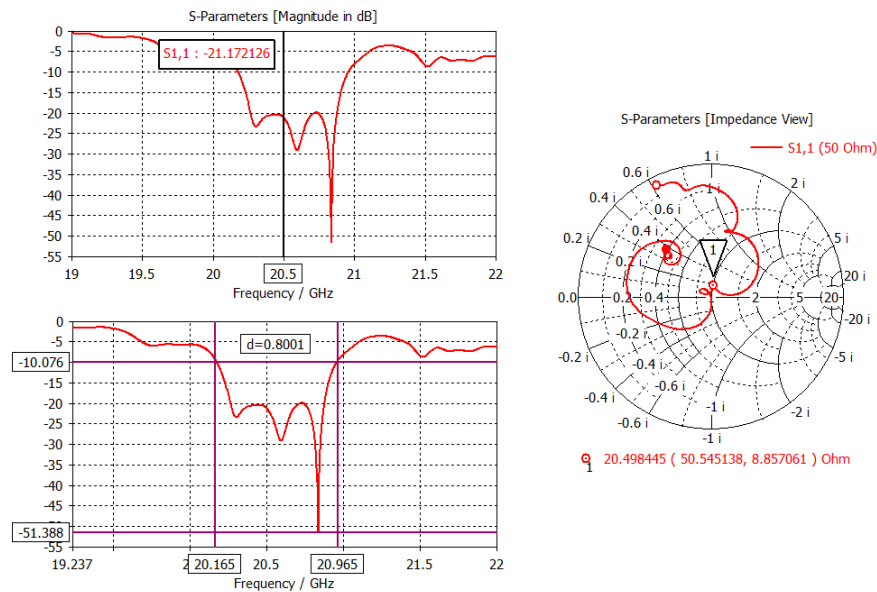


Fig. 7.8. Resultados de adaptación de la antena.

Los resultados de propagación en el interior de la guía, así como los de radiación pueden apreciarse en las figuras 7.9 y 7.10.

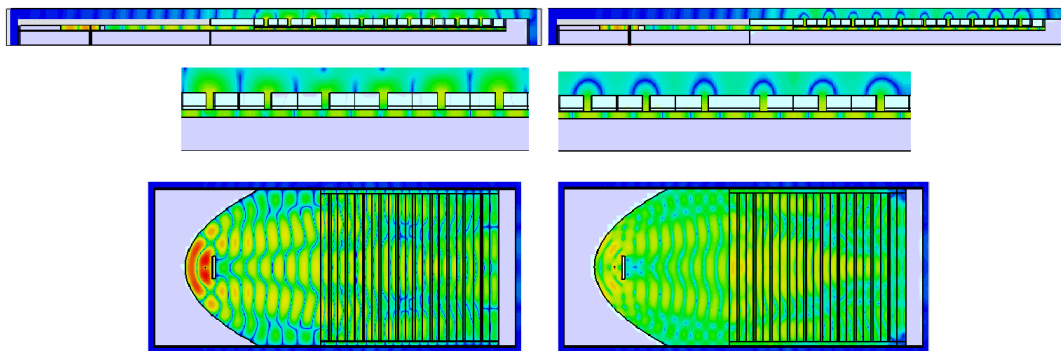


Fig. 7.9. Comparativa de propagación por la antena de los valores absolutos del campo eléctrico (izquierda) y magnético (derecha) en los planos de corte vertical (arriba y centro) y horizontal (abajo).

Se observa cómo el campo en las ranuras radiantes está en fase y tiene el mismo rango de colores en cuanto a la amplitud, esto implica una distribución de campo cercana a la uniforme, tal y como se deseaba.

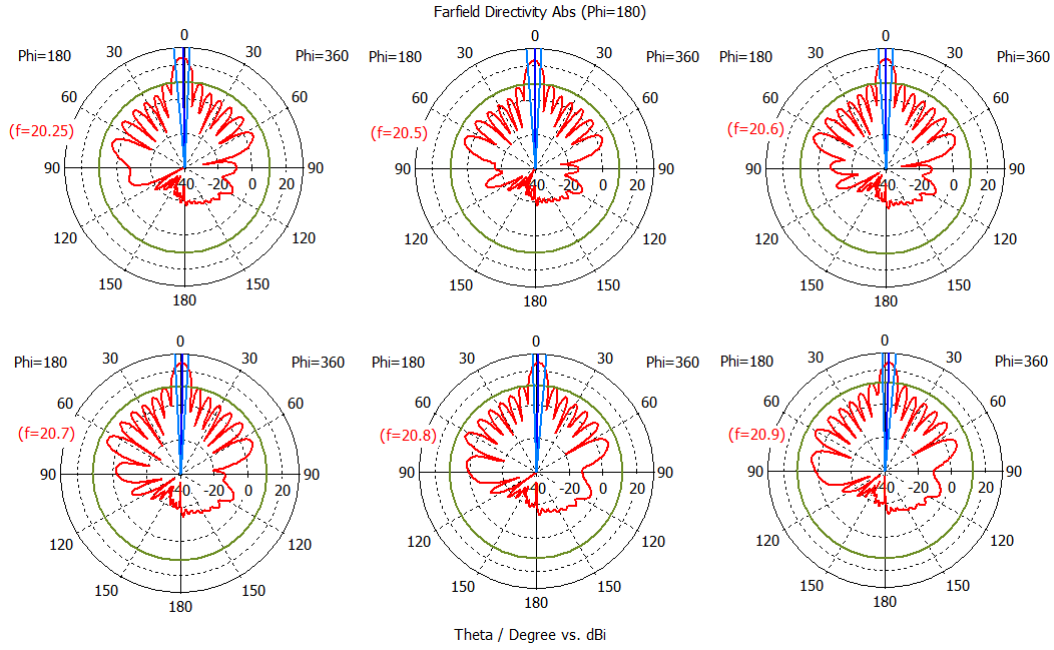


Fig. 7.10. Diagramas de radiación en plano longitudinal-vertical(Plano-E).

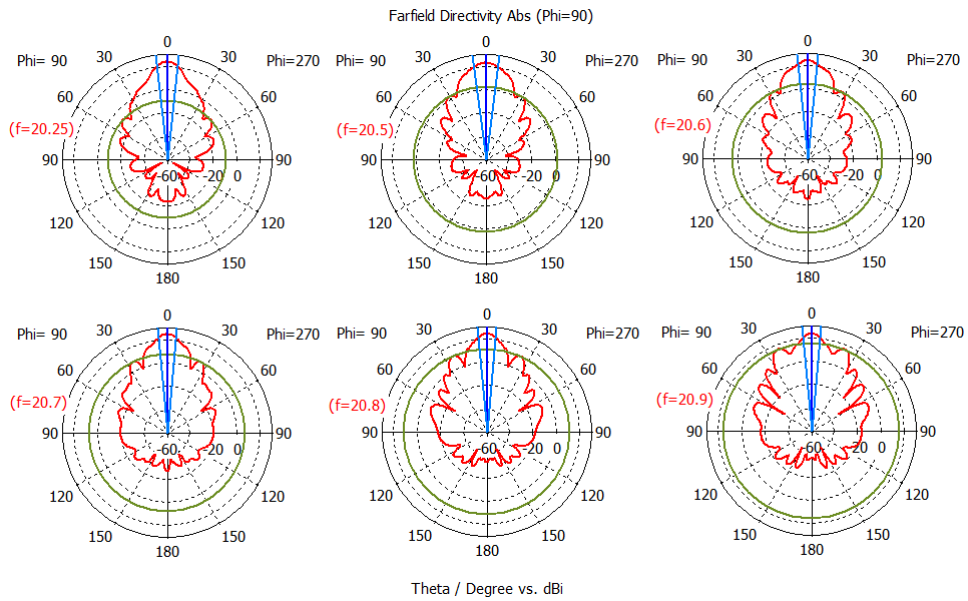


Fig. 7.11. Diagramas de radiación en plano transversal-vertical (Plano-H).

Se aprecia en la figura 7.11, como los diagramas de radiación son más anchos, esto es debido a que el campo no es constante transversalmente (no es un modo TEM) por lo que se ensancha el haz principal.

TABLA 7.2. RESULTADOS DE RADIACIÓN EN EL PLANO
LONGITUDINAL-VERTICAL(PLANO-E)

Parám.	20.25 GHz	20.5 GHz	20.6 GHz	20.7 GHz	20.8 GHz	20.9 GHz
D	24 dBi	22.9 dBi	24.1 dBi	24.9 dBi	24.9 dBi	24.4 dBi
η_r	-0.06 dB	-0.06 dB	-0.06 dB	-0.07 dB	-0.08 dB	-0.06 dB
θ	-1°	0°	0°	1°	1°	2°
θ_{3dB}	7.4°	7.3°	7.1°	7.1°	7°	6.8°
SLL	-13.7 dB	-13.2 dB	-13.6 dB	-13.6 dB	-13.1 dB	-11.6 dB

TABLA 7.3. RESULTADOS DE RADIACIÓN EN EL PLANO
TRANSVERSAL-VERTICAL (PLANO-H)

Parám.	20.25 GHz	20.5 GHz	20.6 GHz	20.7 GHz	20.8 GHz	20.9 GHz
D	23.7 dBi	22.9 dBi	24.1 dBi	24.8 dBi	24.5 dBi	23.3 dBi
η_r	-0.06 dB	-0.06 dB	-0.06 dB	-0.07 dB	-0.08 dB	-0.06 dB
θ	0°	0°	0°	0°	0°	0°
θ_{3dB}	12.4°	14.4°	11.9°	10.7°	10.4°	9.8°
SLL	-32.7 dB	-20.6 dB	-19.6 dB	-17.3 dB	-13.3 dB	-7.6 dB

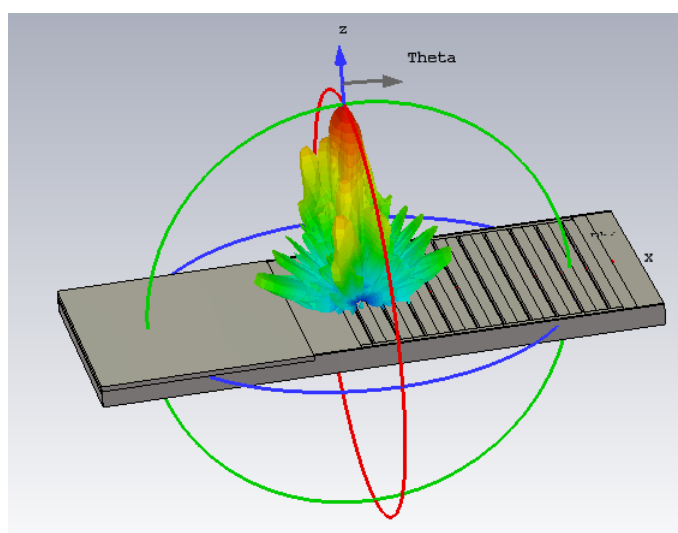


Fig. 7.12. Radiación en 3D

8. INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Finalmente se obtuvo un diseño de antena planar, que era lo que se pretendía para las nuevas necesidades de las comunicaciones por satélite cuyos resultados se analizan a continuación.

8.1. Interpretación de resultados finales

ancho de banda en adaptación de 10 dB: En el diseño final, consultando los resultados de adaptación, figura 7.8, se aprecia un canal menor a -10 dB de unos 800 MHz que podría ser explotado para la transmisión de información, con la mayor parte del canal adaptada por debajo de los -20 dB.

La representación porcentual del ancho de banda frente a la frecuencia de la portadora corresponde a:

$$BW_{10dB} = \frac{BW_{10dB}}{f} \times 100 = \frac{0,8GHz}{20,5GHz} \times 100 = 3,9 \% \approx 4 \% \quad (8.1)$$

Resultados de Propagación por la guía: Consultando la figura 7.9, se puede apreciar como las contribuciones de radiación a cada elemento CTS se producen aproximadamente en fase, de forma que la suma de todas ellas resulta en una suma coherente, produciendo contribuciones constructivas entre la radiación de los distintos elementos.

Eficiencia de radiación (η_r): Consultando las tablas 7.2 y 7.3 puede verse como la eficiencia de radiación en todas las frecuencias analizadas es muy parecida, con diferencias de centésimas de dB, siendo ligeramente mejor la más próxima a 0 dB, a la frecuencia de 20.8 GHz, con un valor de -0.08 dB.

A la frecuencia de 20.5 GHz el valor de η_r es ≈ 0 dB.

Debido al uso de materiales ideales. Quizás esos valores de centésimas de dB mostrados a lo largo del estudio, aparezcan por el redondeo de los cálculos del programa de simulación.

Eficiencia total (η_T): A diferencia del caso anterior, esta forma de definir la eficiencia de una antena también tiene en cuenta el valor por desadaptación, además de las pérdidas óhmicas que se tienen en cuenta en la eficiencia de radiación. Se puede definir como:

$$\eta_T = \eta_r(1 - \Gamma^2) \approx -0,1dB \quad (8.2)$$

siendo Γ , el módulo del coeficiente de reflexión.

Directividad (D): La directividad de la antena a lo largo de todas las frecuencias estudiadas muestra que puede ser viable una transmisión punto a punto en todo el canal anteriormente acotado. Se obtienen unos resultados que van desde su valor más bajo a la frecuencia de 20.5 GHz de 22.9 dBi, hasta su valor más alto, que se produce a la frecuencia de 20.8 GHz, y que alcanza los 24.9 dBi.

Ganancia IEEE (G_{IEEE}): En el cálculo de la ganancia IEEE se tiene en cuenta las pérdidas óhmicas, al haberse realizado este estudio con materiales ideales, las pérdidas óhmicas son nulas y la eficiencia de radiación es prácticamente del 100 %.

$$G_{IEEE} = \eta_r \times D = 22,86dB \approx D = 22,9dBi \quad (8.3)$$

Ganancia Realizada (G_r): El cálculo de esta ganancia tiene en cuenta, además de las pérdidas óhmicas introducidas por los materiales que son reales, la desadaptación de la antena. Se puede definir como:

$$G_r = \eta_T \times D = 22,83dB \approx D = 22,9dBi \quad (8.4)$$

Dado que la antena está muy bien adaptada a esta frecuencia, el valor de la ganancia sigue siendo muy próximo al de la directividad.

8.2. Conclusiones

De los resultados obtenidos puede obtenerse la información suficiente como para considerar que el diseño presenta unas prestaciones con el potencial necesario para ser tenido en cuenta en posteriores desarrollos y mejoras que pudiesen hacerse, basándose en este modelo aquí mostrado.

Si bien el tipo de alimentación serie no es el más desarrollado por las soluciones comerciales, en este estudio también se justifica su viabilidad, posibilitando así, el diseño de soluciones de perfil más bajo, con el consiguiente menor impacto en las estructuras en las que fuese instalado, añadiendo propiedades como robustez de la antena.

Los elementos utilizados para la creación del array proporcionan mucha flexibilidad para adaptar el diseño. Por otro lado, el haber utilizado dos conductores como cierre de las paredes laterales, ha sido crítico, empeorando bastante el diagrama de radiación en el plano-H, con la consiguiente caída de la directividad.

Los resultados de directividad y ganancia obtenidos prueban que esta tecnología es muy apropiada para las comunicaciones en este entorno de frecuencias microondas defi-

nido como la banda K. Con un valor máximo de 24.9 dBi junto con los valores de ancho de haz a -3 dB y SLL obtenidos, puede considerarse que es una antena muy directiva, con un diseño apropiado para comunicaciones por satélite punto a punto en bandas de frecuencia relativamente amplias.

Con el diseño actual de *broadside*, la antena debería estar fija, perfectamente orientada de forma perpendicular al dispositivo con el que establece la comunicación.

En comparación con las soluciones mostradas en el estado del arte, la aquí propuesta tiene peores prestaciones y dista mucho de ser un modelo definitivo de cara a poder ser producida o simplemente considerar que es un diseño terminado. Sin embargo, con el desarrollo suficiente podría ser una antena perfectamente operativa.

El método de adaptación utilizado con el array de cargas periódicas, con un adaptador tramo de línea más stub en serie doble, generó un ancho de banda en adaptación de 10 dB bastante grande. Con una optimización del diseño, podría dar muy buenos resultados.

Por lo tanto, se puede considerar que los objetivos iniciales de diseño se han logrado mediante una estructura no exactamente igual a la tecnología CTS, pero de gran similitud a ella. Con el uso de ranuras elevadas que simulan un comportamiento electromagnético parecido al del elemento CTS y una alimentación serie que ha sido creada mediante el uso de un reflector parabólico inspirado en las antenas *pillbox*.

8.3. Futuras líneas de investigación

La primera línea de investigación que se propone es el estudio de esta antena utilizando materiales reales para su diseño.

El array de estructura de onda lenta o de cargas periódicas obtenido en este estudio podría investigarse más a fondo, buscando soluciones a los límites en cuanto a adaptación encontrados mediante el desarrollo aquí planteado, que han impedido la continuación del modelo por estar demasiado cerca de umbrales que no aseguraban un correcto funcionamiento, ni el cumplimiento de los objetivos de diseño.

Otra línea de investigación podría ser la implementación de una estructura de tipo metamaterial que emule el tipo PMC necesario como condición de contorno en los laterales de la guía del array de teflón. De este modo se conseguiría el modo TEM uniforme en la línea biplaca, mejorando la anchura de los diagramas de radiación de la figura 7.11.

El resultado de adaptación del array de 10 elementos de teflón, previamente a añadirle el mecanismo de excitación, reflejaba dos bandas más estrechas centradas en las frecuencias de 19.4 GHz y 21.6 GHz. Se propone como futura línea de investigación, la posibilidad de diseñar un mecanismo de excitación diferente que permitiera el uso de estos canales secundarios para la transmisión de información. Siempre y cuando vayan acompañadas de diagramas de radiación adecuados para las aplicaciones potenciales.

También, podría investigarse más profundamente el mecanismo de excitación para

modificar el ángulo de incidencia de la onda en el array respecto al plano de la antena, generando de esa manera un desvío de haz en el plano-H, que también permitiera el rastreo de satélites en movimiento.

Otra de las propuestas como posible línea de investigación es la modificación de la estructura de la antena completa, situando el mecanismo de excitación bajo el array, generando una estructura de dos alturas, donde la onda electromagnética, después de ser reflejada en el reflector parabólico, recorrería una guía de ondas de placas paralelas en el nivel inferior a la estructura del array. Después, se volvería a reflejar en un par de perfiles planos a 90° que le trasladarían al nivel superior, de forma que se introdujera en el array, conservando el frente de onda plano.

Esto tendría como posible ventaja el aumento de la resistencia de la estructura, realizando un diseño más compacto y que además, ocuparía menos superficie.

8.4. Marco regulador

Este diseño deberá ceñirse a las condiciones impuestas por los organismos de regulación pertinentes en cuestiones tales como potencia de radiación, rango del espectro a utilizar o normas de despliegue, entre otros.

Algunos organismos relacionados con estas cuestiones son: ITU, *International Telecommunication Union* o Unión Internacional de Telecomunicaciones; ITSO, *International Telecommunications Satellite Organization* u Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite; ETSI, *European Telecommunications Standards Institute* o Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones; CNMC o Comisión Nacional de los Mercados y la Competencia; por nombrar algunos de ellos. Además deberán ceñirse a toda la legislación relacionada con las cuestiones planteadas y con el marco de las telecomunicaciones en general.

En cuanto a los estándares técnicos relacionados con el estudio, conviene señalar que la antena se adaptó en el mecanismo de excitación para que pudiera ser conectada al resto del sistema de comunicaciones al que perteneciera, mediante un cable coaxial de 50 Ω , cuyo uso está normalizado en el ámbito de microondas y tecnologías radio. Para unir el cable a la antena se utilizaría un conector SMA, *SubMiniature version A* o Subminiatura versión A cuyo uso también está normalizado y es bastante común en el mismo entorno.

8.5. Entorno socio-económico

8.5.1. Impacto socio-económico

Las comunicaciones por satélite en las bandas altas de microondas, banda K, banda Ka, podrían ser una solución a alguna de las muchas aplicaciones en las que se requiere altos niveles de tráfico constante, tanto las que existen hoy en día, como las que se están

planteando para el futuro a corto plazo.

Dado el estado actual del diseño aquí presentado, podría funcionar un enlace fijo sin movimiento, o en movimiento mediante el uso de elementos mecánicos y un sistema de seguimiento en tiempo real del dispositivo con el que se tiene establecida la conexión, coordinado con dichos elementos mecánicos.

Suponiendo un caso más desarrollado, podría encajar en multitud de aplicaciones debido al bajo perfil de su estructura y a la sencillez de construcción, ya que prácticamente todos los componentes de este diseño tienen forma de prisma rectangular. Probablemente, esto supondría un abaratamiento en los costes de diseño y de producción y a su vez, del tiempo de ambos.

Si se desarrollara un modelo orientado a las aplicaciones de *Smart cities*, podría servir como interfaz radio para el gran tráfico de información que se espera. Estableciendo comunicaciones con los satélites y las constelaciones de satélites que se espera desplegar en las órbitas LEO y MEO, podría servir para la monitorización de la ciudad, o de un edificio inteligente, intercambiando datos de alta velocidad gracias al ancho de banda que proporciona la tecnología CTS.

El gran tráfico que se espera será el resultado del gran intercambio de información que existirá entre todos los dispositivos que funcionen de manera cooperativa y que estén vinculados entre ellos de alguna manera, ya sea por proximidad (en la misma ciudad), o por otro motivo diferente. Entre todo este tráfico de datos de la ciudad inteligente, habrá mucha información relacionada con parámetros de contaminación, condiciones y patrones meteorológicos para optimizar la calidad del aire, el consumo de energía y su autoabastecimiento, con el inmenso impacto medioambiental y social que ello conllevaría.

8.5.2. Presupuesto

El estudio de los gastos derivados del trabajo realizado se presenta en las siguientes tablas. En la tabla 8.1 se indican los costes derivados del uso de equipos y el software relacionado. En la tabla 8.2 se indican los costes del personal implicado en el desarrollo del diseño.

TABLA 8.1. COSTES DE EQUIPOS Y LICENCIAS

Descripción	Precio (Euros)	Duración (meses)
Ordenador portátil	500,00	-
Licencia CST Studio Suite 2017	1.875,00	9
Licencia Windows 10	259,00	-
Licencia Office 2016	149,00	-
TOTAL	2.783,00	9

TABLA 8.2. COSTES DE PERSONAL

Descripción	Salario mensual (Euros)	Duración (meses)
Ingeniero Senior	4.500,00	3
Ingeniero Junior	1.500,00	9
TOTAL	27.000,00	12

El presupuesto total necesario para la realización de este estudio es de **29.783,00** euros.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering Second Edition*. John Wiley y Sons, 1998.
- [2] E. C. H2020, “SCOTT (Secure COnnected Trustable Things)”, *CORDIS, Community Research and Development Information Service*, 2017-2020.
- [3] A. Torruella, “Next Generation Technology Signals the Future of Antenna Innovation”, *Via Satellite*, 2015.
- [4] K. Russell, “Thinkom, Comsat Validate High Speed Satellite Comms-on-the-Move”, *Via Satellite*, 2018.
- [5] T. Solutions, “ThinKom’s advanced satellite system successfully completes flight test on Northrop Grumman ISR aircraft”, *Microwave Journal*, 2014.
- [6] W. H. Henderson y W. W. Milroy, “Wireless Communication Applications of the Continuous Transverse Stub (CTS) Array at Microwave and Millimeter wave Frequencies”, *IEEE, ThinKom Solutions. 3825 Del Amo Boulevard, Suite 200, Torrance, CA 90503, USA*, 2005.
- [7] W. W. Milroy, “Continuous Transverse Stub and Methods of Making Same”, *US Patent 5266961*, nov. de 1993.
- [8] ———, “The Continuous Transverse Stub (CTS) Array: Basic Theory, Experiment, and Application”, *Proceedings of the Antenna Applications Symposium Held on 25-27 September 1991*, vol. 2, sep. de 1991.
- [9] F. Kui-sheng et al., “A novel bow-tie feed for dual-layer pillbox antenna”, *IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, 2014.
- [10] G. Fuller y D. Tarwater, *Geometría Analítica, Séptima Edición*. Pearson Education, 1995.

ANEXO I: LISTA DE ACRÓNIMOS

A continuación se presenta una lista con los acrónimos y siglas utilizados a lo largo del documento.

BW: *Band Width*, Ancho de Banda.

CNMC: Comisión Nacional de los Mercados y la Competencia.

CS: Carta de Smith.

CTS: *Continuous Transverse Stub*, Sintonizador Transversal Continuo.

dB: *Decibel*, Decibelio.

ETSI: *European Telecommunications Standards Institute*, Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones.

GHz: *GigaHertz*, Gigahercio.

HF: *High Frequency*, Frecuencia Alta.

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, Instituto de Ingenieros Electricos y Electrónicos.

IoT: *Internet of Things*, Internet de las Cosas.

IPv4: *Internet Protocol version 4*.

IPv6: *Internet Protocol version 6*.

ITSO: *International Telecommunications Satellite Organization*, Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite.

ITU: *International Telecommunication Union*, Unión Internacional de Telecomunicaciones.

LEO: *Low Earth Orbit*, Órbita Baja Terrestre.

MEO: *Medium Earth Orbit*, Órbita Media Terrestre.

MHz: *MegaHertz*, Megahercio.

OSI: *Open System Interconnection*, Interconexión de Sistemas Abiertos.

PEC: *Perfect Electric Conductor*, Conductor Eléctrico Perfecto.

PMC: *Perfect Magnetic Conductor*, Conductor Magnético Perfecto.

SCOTT: *Secure COnnected Trustable Things*, Objetos Confiables COnectados y Seguros.

SLL: *Side Lobe Level*, Nivel de Lóbulo Secundario.

SMA: *SubMiniature version A*, Subminiatura versión A.

VHF: *Very High Frequency*, Frecuencia Muy Alta.

VICTS: *Variable Inclination Continuous Transverse Stub*, Sintonizador Transversal Continuo de Inclinación Variable.

VP: Valor Porcentual.